

Technische Universität Dresden  
Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik  
Elektrotechnisches Institut  
Lehrstuhl Elektrische Maschinen und Antriebe

# Diplomarbeit

**2-Level Impedanz-Zwischenkreisinverter  
für einen Fahrmotor  
in elektrisch angetriebenen Fahrzeugen**

vorgelegt von

Marton Kottra

geboren am 23. August 1984 in Budapest

zum Erlangen des akademischen Grades

Diplomingenieur

Betreuer: Dipl.-Ing. Stephan Tenner

Verantwortlicher  
Hochschullehrer: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Wilfried Hoffmann

Tag der Einreichung: 23. November 2010

# Aufgabenstellung

# Selbstständigkeitserklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die von mir am heutigen Tage dem Prüfungsausschuss der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik vorgelegte Diplomarbeit zum Thema

## **2-Level Impedanz-Zwischenkreisinverter für einen Fahrmotor in elektrisch angetriebenen Fahrzeugen**

vollkommen selbstständig verfasst und keine anderen, als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt sowie Zitate kenntlich gemacht habe.

Dresden, 23.11.2010

---

Marton Kottra

# Kurzfassung

Wechselrichter im Antriebsstrang von Elektrofahrzeugen verbinden Batterie und Motor miteinander. Bei konventionellen Wechselrichtern ist die Ständerspannung des Fahrmotors durch die Batteriespannung begrenzt. Dies ist vor allem bei hohen Drehzahlen nachteilig, da hier ein zusätzlicher feldschwächender Strom notwendig ist. Dieser Strom wiederum verursacht zusätzliche Verluste in der Maschine und der Leistungselektronik. Einen alternativen Ansatz bieten hochsetzende Wechselrichter. Die Begrenzung der Ständerspannung durch die Batterie entfällt. In der vorliegenden Diplomarbeit werden zwei hochsetzende Wechselrichter miteinander verglichen.

Zunächst wird die Funktionsweise des Wechselrichters mit Hochsetzsteller und des Z-Source-Wechselrichters erläutert. Danach werden Bauelemente für beide hochsetzenden Wechselrichter ausgewählt. Anschließend werden die Verluste und das thermische Verhalten der ausgewählten Konfigurationen analysiert und mit Matlab simuliert. Abschließend werden der Wechselrichter mit Hochsetzsteller und der Z-Source-Wechselrichter bezüglich der Kriterien Wirkungsgrad, Zuverlässigkeit und Fertigungsaufwand miteinander verglichen.

# Abstract

Inverter in the drive train of electric vehicles connect the battery to the machine. Using conventional inverters, the stator voltage is limited by the battery voltage. This is mainly a disadvantage at a high speed, since an additional field weakening current is needed. This current produces extra losses in the electrical machine and the power electronics. DC/DC boosted inverters offer an alternative solution. A limitation of stator voltage through the battery does not occur. This diploma thesis is comparing two kinds of DC/DC boosted inverters.

First the functionality of an inverter with boost converter and that of a Z-Source-inverter are presented. Afterwards the electrical components for both inverters are chosen and are simulated using Matlab. Finally the results of the simulation are compared with respect to power efficiency, reliability of the electrical components and the effort of production.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Schaltungsaufbau und Motormodell</b>	<b>3</b>
2.1	Problemstellung . . . . .	3
2.2	Wechselrichter mit Hochsetzsteller . . . . .	4
2.2.1	Funktionsweise des Hochsetzstellers . . . . .	5
2.2.2	Funktionsweise des Wechselrichters . . . . .	7
2.2.3	Raumzeigermodulation . . . . .	8
2.3	Z-Source-Wechselrichter . . . . .	12
2.3.1	Schaltungsanalyse . . . . .	13
2.3.2	Raumzeigermodulation . . . . .	15
2.4	Synchronmotor . . . . .	18
2.4.1	Aufbau und Modellierung . . . . .	19
2.4.2	Regelung . . . . .	22
<b>3</b>	<b>Baelementedimensionierung</b>	<b>25</b>
3.1	Zwischenkreis . . . . .	25
3.2	Halbleiter-Baelemente . . . . .	27
3.3	Passive Komponenten . . . . .	28
<b>4</b>	<b>Verlustberechnung</b>	<b>31</b>
4.1	Modellierung der Komponenten . . . . .	31
4.1.1	Halbleiter-Baelemente . . . . .	32
4.1.2	Passive Komponenten . . . . .	33
4.2	Vergleich der Verluste . . . . .	34
4.2.1	Gesamtverluste der hochsetzenden Wechselrichter . . . . .	35
4.2.2	Vergleich Hochsetzsteller und Z-Source . . . . .	37
4.2.3	Vergleich des Wechselrichters . . . . .	38

4.3	Untersuchung ausgewählter Arbeitspunkte . . . . .	39
4.3.1	Verluste am Bemessungspunkt . . . . .	39
4.3.2	Verluste bei maximaler Last . . . . .	41
4.4	Möglichkeiten für die Reduktion . . . . .	43
<b>5</b>	<b>Thermisches Verhalten</b>	<b>45</b>
5.1	Thermisches Netzwerk . . . . .	45
5.2	Sperrschichttemperaturen . . . . .	46
5.2.1	Vergleich der Sperrschichttemperaturen . . . . .	47
5.2.2	Zeitlicher Verlauf der Sperrschichttemperaturen . . . . .	49
5.2.3	Senkung der Sperrschichttemperaturen . . . . .	50
5.3	Auswertung des Temperaturverhaltens . . . . .	51
5.3.1	Methode der Auswertung . . . . .	51
5.3.2	Auswertung der Ergebnisse . . . . .	52
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>54</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>57</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>59</b>
	<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>61</b>
	<b>Anhang</b>	<b>62</b>

<b>A</b>	<b>Simulationsparameter</b>	<b>62</b>
<b>B</b>	<b>Raumzeigermodulation</b>	<b>65</b>
B.1	Tastverhältnis der Phasen UVW . . . . .	65
B.2	Quellcode der Vektorzerlegung und Berechnung der Tastverhältnisse . .	65
<b>C</b>	<b>Dimensionierung der passiven Komponenten</b>	<b>67</b>
C.1	Dimensionierung der HSS . . . . .	67
C.2	Dimensionierung der Z-Source . . . . .	68
<b>D</b>	<b>Simulationsergebnisse</b>	<b>69</b>
D.1	Verluste im Hochsetzsteller und in der Z-Source . . . . .	69
D.2	Verluste im Wechselrichter . . . . .	71
D.3	Zahlenwerte . . . . .	72

# Symbolverzeichnis

HOW	hochsetzender Wechselrichter
HSS	Hochsetzsteller
IGBT	Bipolartransistor mit isolierter Gate-Elektrode
RS	Referenzsignal
TS	Trägersignal
WH	Wechselrichter mit Hochsetzsteller
WR	Wechselrichter
ZSW	Z-Source-Wechselrichter
ZS	Z-Source

## Griechische Variablen

$\delta$	Winkel zwischen den $\alpha\beta$ -KOS und dem dq-KOS
$\Delta$	Dreiecksignal
$\gamma$	Winkel des Ständerspannungszeigers im dq-KOS
$\omega_S$	Winkelgeschwindigkeit des Ständerfeldes
$\phi$	Leistungswinkel des Motors
$\underline{\Psi}_S = \Psi_{Sd} + j \Psi_{Sq}$	Ständerflussverkettung als Vektor bzw. aufgeteilt in d- und q-Richtung
$\Psi_M$	Flussverkettung des Läufers

## Lateinische Variablen

B	Boost-Faktor
$C_Z$	Kapazität des Kondensators im Hochsetzsteller
$C_{ZS}$	Kapazität der Kondensatoren in der Z-Source
$d_{HSS}$	Tastverhältnis des Hochsetzstellers



dq-KOS	Läuferfestes Koordinatensystem - Die Kennzeichnung von Größen im dq-Kos erfolgt mit einem hochgestellten $^L$ , z. B. $\underline{u}^L$
$d_{ST}$	Tastverhältnis des Kurzschluss-Zustands
$D_U, D_V, D_W$	Tastverhältnis der Phasen U, V, W
$E_{off}$	Ausschaltenergie eines Halbleiter-Bauelements
$E_{on}$	Einschaltenergie eines Halbleiter-Bauelements
$f_{Schalt,HSS}$	Schaltfrequenz des Hochsetzsteller
$f_{Schalt,ZSW}$	Schaltfrequenz des Z-Source-Wechselrichters
$G_{SM-d}, G_{SM-q}$	Übertragungsfunktion des Synchronmotors in d- bzw. q-Richtung
$G_{WR}$	Übertragungsfunktion des Wechselrichters
$i_C$	Strom durch Kondensator
$\Delta i_L$	Stromschwankung an der Drossel der Z-Source
$i_L$	Strom durch Drossel
$\underline{i}_S = i_{Sd} + j i_{Sq}$	Ständerstrom als Vektor bzw. aufgeteilt in d- und q-Richtung
$L_S = L_d = L_q$	Induktivität des Ständers in d- bzw. in q-Richtung
$L_{HSS}$	Induktivität der Drossel im Hochsetzsteller
$L_{Sd}, L_{Sq}$	Ständerinduktivität in d- bzw. q-Richtung
$L_{ZS}$	Induktivität der Drosseln in der Z-Source
M	Modulationsindex
$m_M$	Motordrehmoment
$N_f$	Zyklenzahl vor Ausfall
$P_C$	Verluste des Kondensators
$P_L$	Verluste der Drossel
$R_{C,ESR}$	Ersatzwiderstand zur Berechnung der Verluste des Kondensators
$R_{Last}$	Last des Hochsetzstellers
$R_{L,ESR}$	Ersatzwiderstand zur Berechnung der Verluste der Drossel
R	Gaskonstante
$R_S$	Widerstand der Ständerwicklung

$S_i$	Schalter - IGBT und antiparallele Diode - des HSS oder des WR
$T_A$	Zeitdauer des aktiven Zustands des ZSW
$T_{HSS}$	Periodendauer der Hochsetzsteller-Ansteuerung
$t_{HSS}$	Einschaltdauer des Hochsetzstellers
$\Delta T_j$	Schwankungsbreite der Sperrschicht-Temperatur
$T_{j,max}$	maximale kurzzeitige Temperatur des Halbleiter-Bauelemente
$T_{j,zul}$	zulässige mittlere Temperatur für Halbleiter-Bauelemente
$T_m$	mittlere Halbleiter-Temperatur
$T_r, T_l$	Zeitdauer des rechten bzw. linken Spannungsvektors
$T_S$	Ständerzeitkonstante
$T_{Schalt,WR}$	Periodendauer der Ansteuerung des Wechselrichters
$T_{Schalt,ZSW}$	Periodendauer der Ansteuerung des ZSW
$T_{ST}$	Zeitdauer des Kurzschluss-Zustands des ZSW
$T_{WR}$	Zeitkonstante des Wechselrichters
$U_{Bat}$	Batteriespannung
$\Delta u_C$	Spannungsschwankung über dem Kondensator der Z-Source
$u_C = u_{C1} = u_{C2}$	Spannung des Kondensators der Z-Source
$u_d$	Spannung am Eingang der Z-Source
$\underline{u}_i$	Spannungszeiger des Wechselrichters (i=0...7)
$u_L = u_{L1} = u_{L2}$	Spannung über der Drossel der Z-Source
$\hat{u}_N$	Amplitude der Phasenspannung
$u_P$	Polradspannung
$\underline{u}_r, \underline{u}_l$	rechter bzw. linker Spannungsvektor
$\underline{u}_S = u_{Sd} + j u_{Sq}$	Ständerspannung als Vektor bzw. aufgeteilt in d- und q-Richtung
U, V, W	Phasen der Drei-Phasen-Leitung
$\bar{u}_Z$	mittlere Spannung des Zwischenkreiskondensators
$u_Z$	Zwischenkreisspannung beim Hochsetzsteller und der Z-Source
$\Delta u_Z$	Spannungsschwankung des Zwischenkreiskondensators
$z_P$	Polpaarzahl

# Kapitel 1

## Einleitung

In den letzten Jahren ist das Umweltbewusstsein in der Bevölkerung der Industriestaaten stark angewachsen. Diese Entwicklung wirkt sich auch auf die Automobilindustrie aus, die sich mit zunehmend strikteren Gesetzen zum Abgasausstoß auseinandersetzen muss. Neben dem Umweltbewusstsein bewirkt auch der stetig steigende Ölpreis, dass Verbraucher zunehmend auf einen niedrigen Kraftstoffverbrauch bei Fahrzeugen achten. [1]

Aufgrund der Forderungen aus der Politik und der Bevölkerung nach kraftstoffsparenden Fahrzeugen wird von der Automobilindustrie der Verbrennungsmotor als Antrieb überdacht. Als mittelfristige Lösung werden Hybrid-Elektrofahrzeuge bereits in Serie gefertigt. Langfristig könnte sich das Elektrofahrzeug durchsetzen. Elektrofahrzeuge können mit regenerativen Energiequellen betrieben werden und versprechen dadurch, umweltfreundlich und unabhängig von fossilen Brennstoffen zu sein. [1]

Neben diesen Vorteilen bringt der Einsatz von Elektrofahrzeugen Probleme mit sich. Ihr Antrieb muss neu und energieeffizient gestaltet werden. Ein wichtiger Baustein ist dabei der Wechselrichter, der Motor und Batterie miteinander verbindet. Konventionelle Wechselrichter haben den Nachteil, dass sie bei hohen Drehzahlen einen zusätzlichen feldschwächenden Strom benötigen, der zu weiteren Verlusten führt. [2]

Alternativ zum konventionellen Lösungsansatz kann ein hochsetzender Wechselrichter (HOW) verwendet werden. Bei diesem findet ein Zwischenkreis mit einer erhöhten variablen Spannung Verwendung. Durch diese erhöhte Zwischenkreisspannung kann der feldschwächende Strom vermieden und somit die Verluste in der Maschine reduziert werden. Ein weiterer Vorteil ist die Entkopplung des Energiespeichers vom Wechselrichter.

In der vorliegenden Diplomarbeit werden zwei HOWs verglichen. Dies sind ein Wechselrichter mit Hochsetzsteller (WH) und ein Z-Source-Wechselrichter (ZSW). Zunächst werden die idealen Schaltungen analysiert und die unterschiedliche Wirkungsweise beider HOWs dargestellt. Nach der Dimensionierung der Komponenten, werden die

---

Verluste der einzelnen Bauelemente modelliert. Die gewonnenen Modelle werden mit der Software Matlab simuliert und die Verluste und die Temperaturen der Halbleiter-Bauelemente ermittelt. Abschließend werden die Ergebnisse der beiden hochsetzenden Wechselrichter bezüglich Wirkungsgrad, Zuverlässigkeit und Fertigungsaufwand verglichen. Eine kurze Zusammenfassung schließt die Arbeit ab.

# Kapitel 2

## Schaltungsaufbau und Motormodell

Nach der Erläuterung der Problemstellung wird in diesem Kapitel die grundsätzliche Funktionsweise von zwei hochsetzenden Wechselrichtern (HOW), dem Wechselrichter mit Hochsetzsteller (WH) und dem Z-Source-Wechselrichter (ZSW), mit idealen Bauelementen untersucht. Mit Hilfe der bekannten Zusammenhänge werden die HOW mathematisch modelliert. Daneben wird auch auf die Ansteuerung der Wechselrichter mit Hilfe der Raumzeigermodulation ausführlich eingegangen. Nach der Untersuchung der HOW wird der angeschlossene Synchronmotor betrachtet.

### 2.1 Problemstellung

In der vorliegenden Diplomarbeit wird ein elektrischer Antrieb betrachtet, der in einem Elektro- oder Elektro-Hybrid-Fahrzeug Verwendung findet. Wie in Abbildung 2.1 dargestellt, speist eine Batterie einen Synchronmotor über einen HOW.

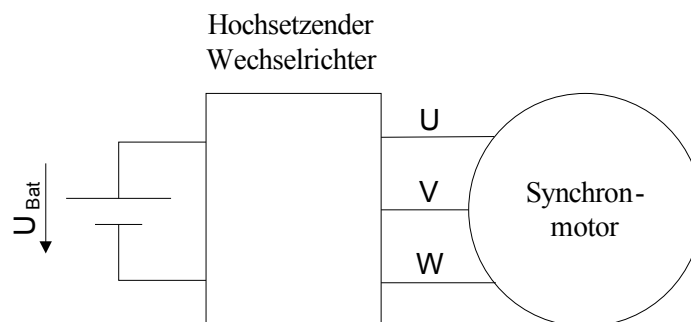


Abbildung 2.1: Prinzipieller Schaltungsaufbau eines elektrischen Antriebs

Der Schwerpunkt der Arbeit liegt auf der Auslegung dieses HOW. Für die Realisierung gibt es verschiedene Ansätze. Im Folgenden werden zwei unterschiedliche Konfigurationen mit einer erhöhten Zwischenkreisspannung betrachtet. In beiden Konfigurationen

wird die Batteriespannung zunächst in eine höhere Gleichspannung transformiert. Aus dieser Zwischenkreisspannung speist ein Wechselrichter anschließend einen Synchronmotor.

Ziel dieser Arbeit ist es festzustellen, welche der beiden HOW sich bei gegebenen Motor- und Batteriedaten besser für einen Einsatz in einem Elektrofahrzeug eignet. Aus diesem Grund werden die beiden Konfigurationen hinsichtlich der Kriterien Wirkungsgrad, Zuverlässigkeit und Fertigungsaufwand verglichen.

Für die Untersuchung der genannten Kriterien werden die Verluste und Temperaturen an verschiedenen stationären Arbeitspunkten betrachtet. Die Untersuchung der dynamischen Eigenschaften der Schaltungen ist nicht Gegenstand dieser Arbeit.

Um vergleichbare Ergebnisse zu erhalten, werden beide HOW rückspeisefähig aufgebaut, d. h. es ist sowohl motorischer wie auch generatorischer Betrieb möglich. Die folgenden Betrachtungen beziehen sich aber lediglich auf den motorischen Betrieb des Antriebs.

Beim Betrieb der HOW werden zwei Fälle unterschieden: Im Grunddrehzahlbereich reicht die Spannung der Batterie aus, um den Synchronmotor zu speisen. Für den Bereich höherer Drehzahlen reicht die Batteriespannung nicht mehr aus. Somit ist eine höhere Zwischenkreisspannung notwendig.

In den Schaltungen werden Bipolartransistoren mit isolierter Gate-Elektrode (IGBT) benötigt, an die eine antiparallele Diode angeschlossen ist. Da in diesem Kapitel nur die prinzipielle Funktionsweise der Schaltungen betrachtet wird, wird im Folgenden ein IGBT mit antiparalleler Diode als Schalter bezeichnet.

## 2.2 Wechselrichter mit Hochsetzsteller

Abbildung 2.2 zeigt einem rückspeisefähigen Zwei-Quadranten-Hochsetzsteller und einem Zwei-Level Drei-Phasen-Wechselrichter. Dieser hat die Aufgabe, eine Drehstrommaschine aus einer Batterie mit Energie zu versorgen. Die Schaltung wird im Folgenden als *Wechselrichter mit Hochsetzsteller* (WH) bezeichnet. [3, 4, 5]

Der Hochsetzsteller hat die Aufgabe, die Batteriespannung  $U_{Bat}$  in eine gewünschte Zwischenkreisspannung  $u_Z$  hochzusetzen. Aus dieser Zwischenkreisspannung erzeugt der Wechselrichter durch gepulstes Schalten eine Drei-Phasen-Wechselspannung.

Bei der Schaltung liegt eine zweistufige Leistungsübertragung vor. In der ersten Stufe wird die Leistung aus der Batterie in den Zwischenkreis und in der zweiten aus dem Zwischenkreis in den Motor übertragen. Für die Untersuchung des reinen Leistungsflusses kann die Schaltung an der Zwischenkreisspannung in zwei Bestandteile zerlegt

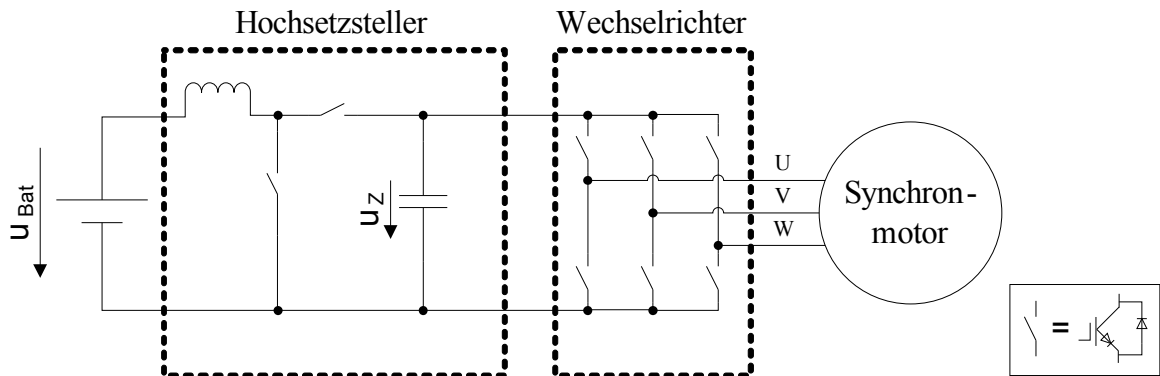


Abbildung 2.2: Schaltung eines WHs

werden. Dies vereinfacht die Ansteuerung der einzelnen Teile wesentlich und wirkt sich nicht auf die Ergebnisse der Untersuchung aus.

Für alle weiteren Untersuchungen werden die zwei Teile der Schaltung separat betrachtet. Neben dem Aufbau und der Modellierung des Hochsetzstellers und des Wechselrichters wird im Folgenden auf die Ansteuerung des Wechselrichters durch Raumzeitmodulation eingegangen.

## 2.2.1 Funktionsweise des Hochsetzstellers

### Aufbau und Funktionsweise

Der Hochsetzsteller hat die Aufgabe, aus der Batteriespannung eine gewünschte höhere Zwischenkreisspannung zu erzeugen. Der prinzipielle Aufbau der Schaltung ist in Abbildung 2.3 dargestellt. [3, 5]

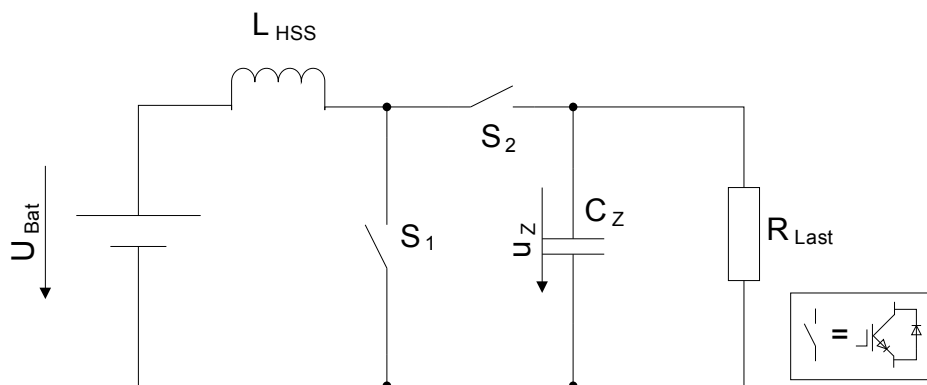


Abbildung 2.3: Hochsetzsteller mit Zwischenkreis und Last

Der Hochsetzsteller besteht aus einer Drossel  $L_{HSS}$ , zwei Schaltern  $S_1$  und  $S_2$  sowie dem Zwischenkreiskondensator  $C_Z$ . Am Eingang ist der Hochsetzsteller an eine Batterie mit der Spannung  $U_{Bat}$  und am Ausgang an eine ohmsche Last  $R_{Last}$  angeschlossen,

die die gleiche Leistung umsetzt wie der Synchronmotor. Für den motorischen Betrieb wird der aktive Teil des Schalter 2 nicht benötigt, eine Diode ist ausreichend.

Aus Gründen der Verständlichkeit wird an dieser Stelle die prinzipielle Funktionsweise des Hochsetzstellers im stationären Betrieb beschrieben. Wird Schalter 1 geschlossen, liegt die volle Batteriespannung  $U_{Bat}$  über der Drossel an und die Stromstärke durch diesen steigt an. Wird Schalter 1 geöffnet, liegt an der Drossel die negative Spannung  $U_{Bat} - u_Z$  an. Diese negative Spannung führt zu einem Abfall des Stromes in der Spule. Es fließt aber weiterhin ein Strom zum Kondensator. Durch diesen Stromfluss steigt die Spannung am Kondensator über den Wert der Batteriespannung an.

Wie in [3] gezeigt, hängt die Spannung des Zwischenkreises  $u_Z$  von dem Tastverhältnis  $d_{HSS} = \frac{t_{HSS}}{T_{HSS}}$  des Schalters ab, wobei  $T_{HSS}$  die Periodendauer und  $t_{HSS}$  die Einschalt-dauer von Schalter 1 ist.

Es ergibt sich die folgende Steuerkennlinie:

$$\frac{u_Z}{U_{Bat}} = \frac{1}{1 - d_{HSS}} \quad (2.1)$$

Das Tastverhältnis kann damit aus der Batteriespannung und der gewünschten Zwischenkreisspannung berechnet werden:

$$d_{HSS} = \frac{u_Z - U_{Bat}}{u_Z} \quad (2.2)$$

## Regelung des Hochsetzstellers

Im vorherigen Abschnitt wurde der Aufbau und die Funktionsweise des Hochsetzstellers betrachtet. Um zu gewährleisten, dass sich am Zwischenkreiskondensator die gewünschte Spannung  $u_Z^*$  einstellt, muss der Hochsetzsteller geregelt werden. Im Folgenden wird eine Regelung in Kaskadenstruktur vorgestellt, bei dem im inneren Kreis der Strom durch die Drossel und im äußeren Kreis die Zwischenkreisspannung geregelt wird. [6]

Zunächst erfolgt eine Schaltungsanalyse, mit deren Hilfe ein Mittelwertmodell für den Hochsetzsteller erstellt wird. Mit Hilfe dieses Mittelwertmodells wird zunächst der Regler für den inneren Regelkreis ausgelegt. Für den inneren Stromregelkreis wird laut [6] ein Proportional-Regler implementiert. Der innere Regelkreis ist in Abbildung 2.4a dargestellt.

In dem äußeren Regelkreis wird die Spannung des Kondensators über den Strom durch die Drossel geregelt. Für diesen wird ein Regler mit Proportional- und Integralanteil implementiert. Der äußere Regelkreis ist in Abbildung 2.4b dargestellt.



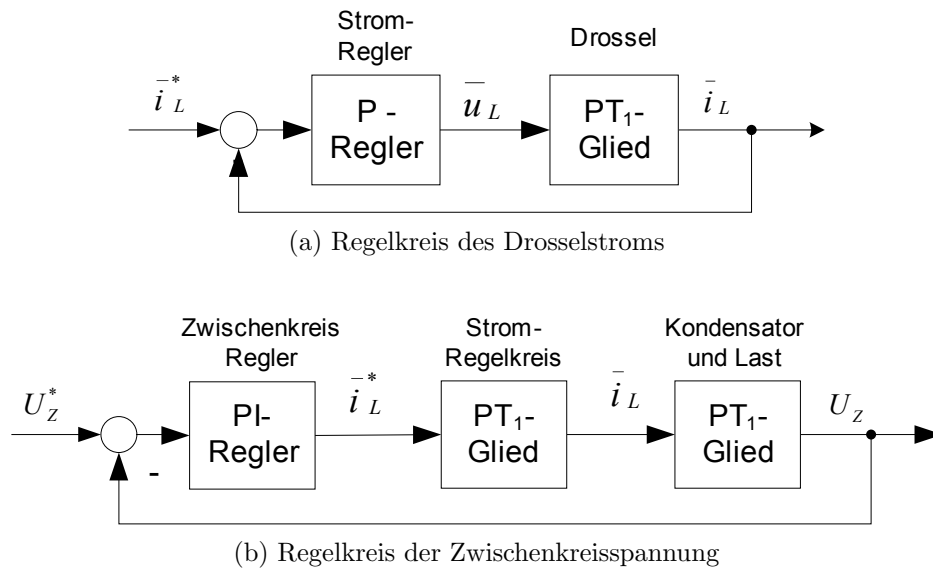


Abbildung 2.4: Regelkreise des Hochsetzstellers

### 2.2.2 Funktionsweise des Wechselrichters

Im Folgenden wird ein Zwei-Level Drei-Phasen-Wechselrichter mit angeschlossenem Synchronmotor betrachtet. Die Anordnung ist in Abbildung 2.5 dargestellt. Der Wechselrichter hat die Aufgabe, aus der Zwischenkreisspannung eine Drei-Phasen-Wechselspannung zu erzeugen. [4, 5]

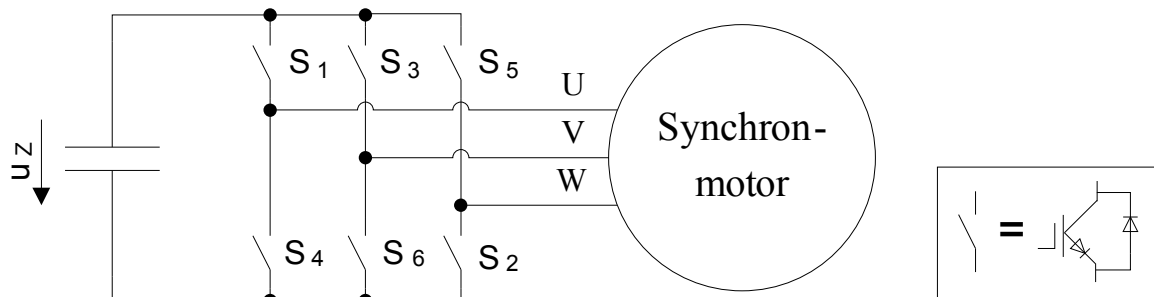


Abbildung 2.5: Aufbau des Wechselrichters

Der Wechselrichter besteht aus sechs Schaltern  $S_1 \dots S_6$ , die die Verbindung zwischen Zwischenkreisspannung und den Phasen des Motors UVW herstellen. An die drei Phasen des Wechselrichters ist ein Synchronmotor angeschlossen, dessen Funktionsweise in Abschnitt 2.4 erläutert wird.

In Abhängigkeit der Schalterzustände der sechs Schalter im Wechselrichter ergeben sich im Motor unterschiedliche Spannungszustände. Um nicht definierte Spannungen und einen Kurzschluss zu vermeiden, wird immer genau ein Schalter jeder Phase ( $S_1$  oder  $S_4$ ,  $S_3$  oder  $S_6$ ,  $S_5$  oder  $S_2$ ) geschlossen. Damit ergeben sich acht Schaltzustände, die in

Tabelle 2.1 dargestellt sind. Dabei bedeutet  $0$ , dass der untere, und  $1$ , dass der obere Schalter des Brückenzeuges geschlossen ist. [4]

Tabelle 2.1: Schaltzustände des Wechselrichters

	$\underline{u}_0$	$\underline{u}_1$	$\underline{u}_2$	$\underline{u}_3$	$\underline{u}_4$	$\underline{u}_5$	$\underline{u}_6$	$\underline{u}_7$
Strang U	0	1	1	0	0	0	1	1
Strang V	0	0	1	1	1	0	0	1
Strang W	0	0	0	0	1	1	1	1

Unter Berücksichtigung der Motorgeometrie können die Spannungen in den Motorsträngen in geometrische Spannungsvektoren  $\underline{u}_0 \dots \underline{u}_7$  umgerechnet werden. Diese sogenannten Standardspannungsvektoren werden für die Ansteuerung des Wechselrichters benötigt.

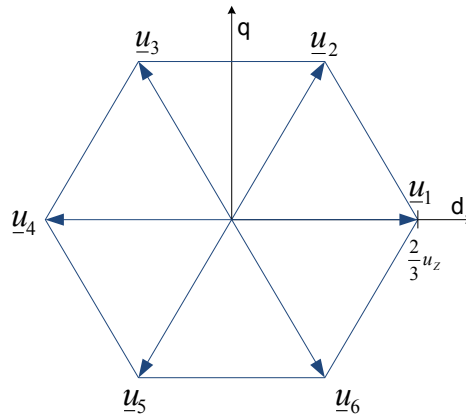


Abbildung 2.6: Raumzeiger

Für die weitere Betrachtung der Standardspannungsvektoren sind ihre Länge und die Lagewinkel entscheidend. Die sechs Vektoren  $\underline{u}_1 \dots \underline{u}_6$  haben eine Länge von  $|\underline{u}_1| = \dots = |\underline{u}_6| = \frac{2}{3} u_z$  und die Vektoren  $\underline{u}_0$  und  $\underline{u}_7$  eine von  $|\underline{u}_0| = |\underline{u}_7| = 0$ . Die Vektoren  $\underline{u}_1$  bis  $\underline{u}_6$  sind jeweils um  $\frac{\pi}{3}$  gegeneinander verdreht (vgl. Abbildung 2.6).

### 2.2.3 Raumzeigermodulation

Die Aufgabe der Raumzeigermodulation ist es, den von der Regelung berechneten Ständerspannungsvektor  $\underline{u}_s$  in ein Pulsmuster zur Ansteuerung des Wechselrichters umzuwandeln. Dies ist gleichbedeutend mit der Berechnung der Schaltzeitpunkte der IGBTs im Wechselrichter. Dazu werden der Raumzeigermodulation der Ständerspannungsvektor und die Höhe der Zwischenkreisspannung übergeben. [7]

In dieser Arbeit wird die Sinusmodulation verwendet, bei dem die maximale Länge des Ständerspannungsvektors auf

$$\underline{u}_{S,max} = \frac{1}{\sqrt{3}} u_Z \quad (2.3)$$

begrenzt wird. [7]

Als Konsequenz aus Gleichung (2.3) wird die Zwischenkreisspannung so festgelegt, dass sie  $\sqrt{3}$ -mal so groß ist, wie der Ständerspannungsvektor.

$$u_Z = \sqrt{3} \underline{u}_S \quad (2.4)$$

Die Berechnung der Schaltzeitpunkte erfolgt in mehreren Schritten. Zunächst wird der Ständerspannungsvektor durch Vektorzerlegung auf die benachbarten Standardspannungsvektoren umgerechnet. Anschließend werden die berechneten Amplituden der Standardspannungsvektoren in Tastverhältnisse der einzelnen Phasen der Wechselrichter umgerechnet. Im letzten Schritt werden die konkreten Schaltzeitpunkte durch die Modulation der Tastverhältnisse mit einem Dreieckssignal ermittelt. Im Folgenden werden die einzelnen Schritte genauer erläutert. [7, 8]

### Vektorzerlegung

Die acht möglichen Standardspannungsvektoren sind aus Abschnitt 2.2.2 bekannt und in Abbildung 2.7a zusammen mit einem Ständerspannungsvektor dargestellt.

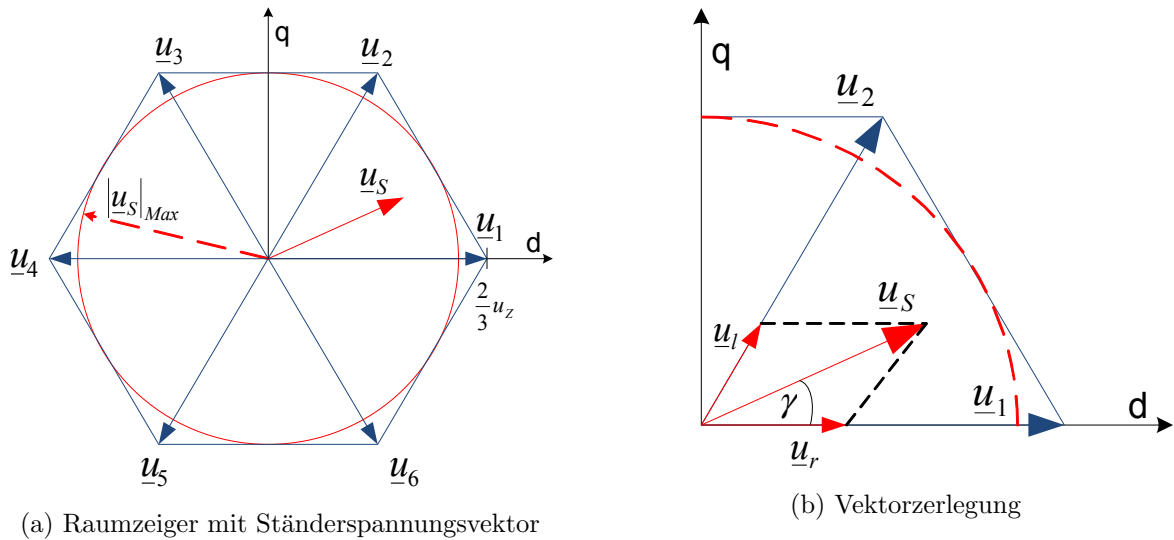


Abbildung 2.7: Übersicht und Detail zur Vektorzerlegung

Der Ständerspannungsvektor wird in Komponenten in Richtung der benachbarten Standardspannungsvektoren aufgeteilt. Die Komponenten werden mit *rechtem Spannungsvektor*  $\underline{u}_r$  und *linkem Spannungsvektor*  $\underline{u}_l$  bezeichnet. Für Sektor Eins, der sich zwischen  $u_1$  und  $u_2$  befindet, sollen die Berechnungsgleichungen beispielhaft angegeben werden.

Aus den geometrischen Verhältnissen in Abbildung 2.7b ergeben sich die Gleichungen 2.5. [7]

$$|\underline{u}_r| = \frac{2}{\sqrt{3}} |u_S| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \quad (2.5a)$$

$$|\underline{u}_l| = \frac{2}{\sqrt{3}} |u_S| \sin(\gamma) \quad (2.5b)$$

Für die übrigen Sektoren ergibt sich die Berechnung der Spannungsvektoren  $\underline{u}_r$  und  $\underline{u}_l$  äquivalent.

### Berechnung der Tastverhältnisse

Zunächst wird in der Gleichungen (2.6) mit Hilfe eines Dreisatzes berechnet, wie lange der rechte und linke Spannungsvektor geschaltet werden soll. [7]

$$T_r = \frac{|\underline{u}_r|}{|\underline{u}_i|} T_{Schalt,WR} \quad (2.6a)$$

$$T_l = \frac{|\underline{u}_l|}{|\underline{u}_i|} T_{Schalt,WR} \quad (2.6b)$$

Dabei ist:

$$\begin{aligned} |\underline{u}_i| = \frac{2}{3} u_z & \quad \dots \quad \text{Länge der Standardspannungszeiger mit } i = 1 \dots 6 \\ T_{Schalt,WR} & \quad \dots \quad \text{Periodendauer der Ansteuerung des Wechselrichters} \end{aligned}$$

Für die weitere Betrachtung wird die Definition des Modulationsindex benötigt. Der Modulationsindex gibt den Zusammenhang zwischen der Zwischenkreisspannung und der Amplitude der Phasenspannung  $\hat{u}_N$  an. Daraus lässt sich der Zusammenhang zwischen der Länge des Ständerspannungsvektors und der Zwischenkreisspannung herleiten. Die Zusammenhänge sind beispielsweise in [9] diskutiert und lauten:

$$M = \frac{\hat{u}_N}{u_Z/2} \quad (2.7a)$$

$$M = \frac{|\underline{u}_S|}{u_Z/2} \quad (2.7b)$$

Dabei ist:

$$\begin{aligned}\hat{u}_N & \dots \text{ Amplitude des Phasenspannung} \\ M & \dots \text{ Modulationsindex}\end{aligned}$$

Durch Zusammenführen der Gleichungen (2.3) bis (2.7) ergibt sich die Zeitdauer für das Schalten des rechten und des linken Spannungsvektors in Abhängigkeit der Schaltfrequenz, des Modulationsindex und des Winkels des Ständerspannungsvektors:

$$T_r = \frac{\sqrt{3}}{2} T_{Schalt,WR} M \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \quad (2.8a)$$

$$T_l = \frac{\sqrt{3}}{2} T_{Schalt,WR} M \sin(\gamma) \quad (2.8b)$$

Es wird festgelegt, dass die Nullvektoren  $\underline{u}_0$  und  $\underline{u}_7$  gleich lange geschaltet werden:

$$T_0 = T_7 = \frac{1}{2} (T_{Schalt,WR} - T_r - T_l) \quad (2.9)$$

Damit ist die Zeitdauer für die einzelnen Standardspannungsvektoren berechnet. Aus diesen Zeitdauern sollen nun die Tastverhältnisse der einzelnen Phasen ermittelt werden. Dazu wird aus Tabelle 2.1 der Spannungszustand der Phasen des Wechselrichters abgelesen. Gleichung (2.10) gibt die Tastverhältnisse für den ersten Sektor an. [8]

$$\begin{aligned}D_U &= T_r + T_l + T_7 = \frac{1}{2} (T_{Schalt,WR} + T_r + T_l) \\ D_V &= T_l + T_7 = \frac{1}{2} (T_{Schalt,WR} - T_r + T_l) \\ D_W &= T_7 = \frac{1}{2} (T_{Schalt,WR} - T_r - T_l)\end{aligned} \quad (2.10)$$

Die Tastverhältnisse der übrigen Sektoren sind im Anhang B dargestellt.

## Modulation

Die Regelung übergibt der Raumzeigermodulation im Allgemeinen einen rotierenden Ständerspannungsvektor. Wird dieser Ständerspannungsvektor in ein Tastverhältnis für die einzelnen Phasen umgerechnet, ergibt sich die in Abbildung 2.8a dargestellte Signalform. Dabei ist  $\omega_s$  die Kreisfrequenz des Ständerspannungsvektors im Ständerfesten  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem (vgl. Abschnitt 2.4.1). [10]

Die Spannung der Phase wird durch eine sogenannte Dreieck-Modulation berechnet. Dabei wird das Referenzsignal (RS), in diesem Fall das Tastverhältnis, mit dem Trägersignal (TS), in diesem Fall einem Dreiecksignal, verglichen. Ist es größer als dieses, wird die Zwischenkreisspannung auf die Phase des Wechselrichters geschaltet, ist es kleiner, wird die Spannung Null aufgeschaltet (vgl. Abbildung 2.8b). Dadurch ergibt

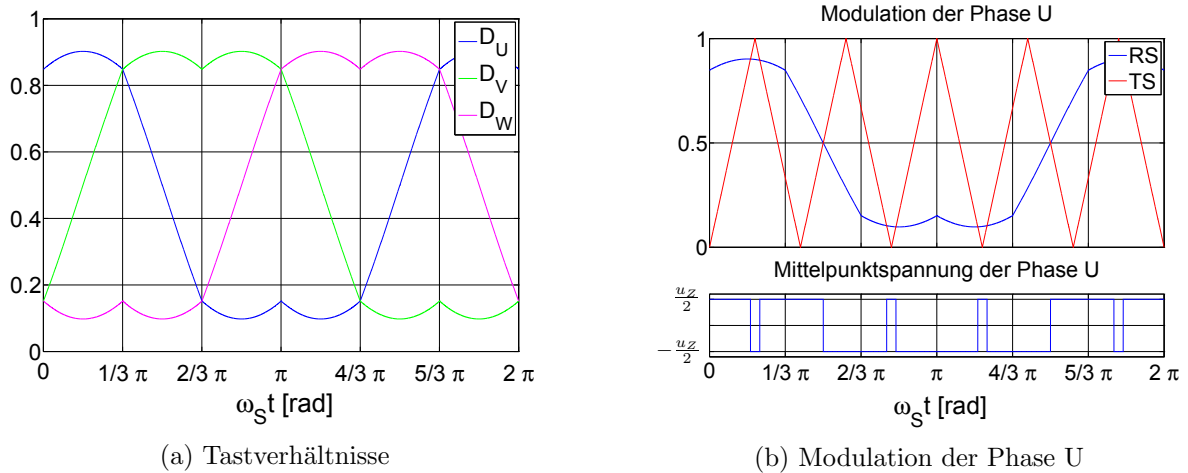


Abbildung 2.8: Schaltzeitpunkte des IGBTs des Wechselrichters

sich im Mittel das vorgegebene Referenzsignal. Die Berechnung der Schaltzeitpunkte der IGBTs ist nun ohne weitere Angaben möglich. [4]

Der Quellcode, mit dem die Raumzeigermodulation für die Simulation implementiert wurde, befindet sich im Anhang B.

## 2.3 Z-Source-Wechselrichter

In diesem Abschnitt wird der Impedanz-Zwischenkreis-Wechselrichter, der 2003 von Fang Z. Peng vorgestellt wurde, betrachtet. Mit der Schaltung kann eine Drehstrommaschine aus einer Batterie mit Energie versorgt werden. Sie besteht aus einem Zwei-Level-Wechselrichter und einer Kondensator-Drossel-Schaltung, die im Folgenden als *Z-Source* (ZS) bezeichnet wird. Der Gesamtaufbau mit angeschlossener Batterie und Motor ist in Abbildung 2.9 dargestellt. Die gesamte Anordnung wird im Folgenden als *Z-Source-Wechselrichter* (ZSW) bezeichnet. [11, 12, 13, 14]

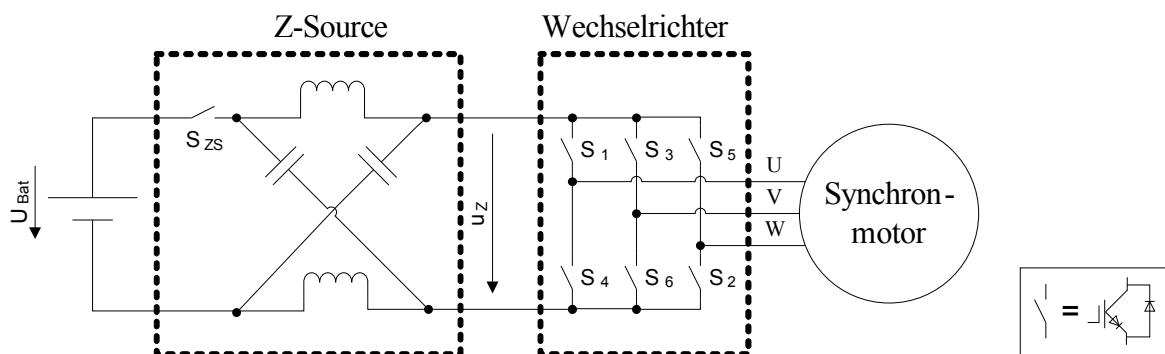


Abbildung 2.9: Blockschaltbild mit Impedanz-Zwischenkreis-Wechselrichter

Die Z-Source besteht aus zwei Drosseln mit der Induktivität  $L_{ZS}$ , zwei Kondensatoren mit der Kapazität  $C_{ZS}$  und einem Schalter. Der IGBT des Schalters wird lediglich beim generatorischen Betrieb benötigt.

Die Z-Source hat die gleiche Aufgabe wie der Hochsetzsteller, nämlich die Batteriespannung in eine gewünschte Zwischenkreisspannung hochzutransformieren. Da die Z-Source im motorischen Betrieb eine rein passive Schaltung ist, muss diese nicht gesondert angesteuert werden, dies geschieht durch die geschickte Ansteuerung des angeschlossenen Wechselrichters.

Die prinzipielle Funktionsweise des Wechselrichters ändert sich nicht. Wie beim herkömmlichen Betrieb gibt es acht mögliche Schalterzustände, die einen entsprechenden Spannungszustand im Motor bewirken (Abschnitt 2.2.2). Der Unterschied zum herkömmlichen Betrieb besteht im dem zusätzlichen Schaltzustand, dem sogenannten Kurzschluss-Zustand, bei dem der Zwischenkreis kurzgeschlossen wird. Durch das periodische Schalten dieses Zustandes erhöht sich die Zwischenkreisspannung in gewünschter Weise. Die genaue Funktionsweise wird im folgenden Abschnitt erläutert.

### 2.3.1 Schaltungsanalyse

Um die Funktionsweise des ZSWs verständlich zu machen, wird im Folgenden die Schaltung analysiert und daraus die mathematischen Gleichungen für die Beschreibung des Systems hergeleitet. [11, 14]

Aus Sicht der Z-Source existieren zwei prinzipiell unterschiedliche Zustände, der Kurzschluss-Zustand und der aktive Zustand, wobei der Nullzustand mit  $i_Z = 0$  in dem aktiven Zustand enthalten ist. Beim Kurzschluss-Zustand sind alle Schalter des Wechselrichters geschlossen. Damit wird die Drossel über dem Kondensator kurzgeschlossen. Das Ersatzschaltbild für diesen Zustand ist in Abbildung 2.10a dargestellt.

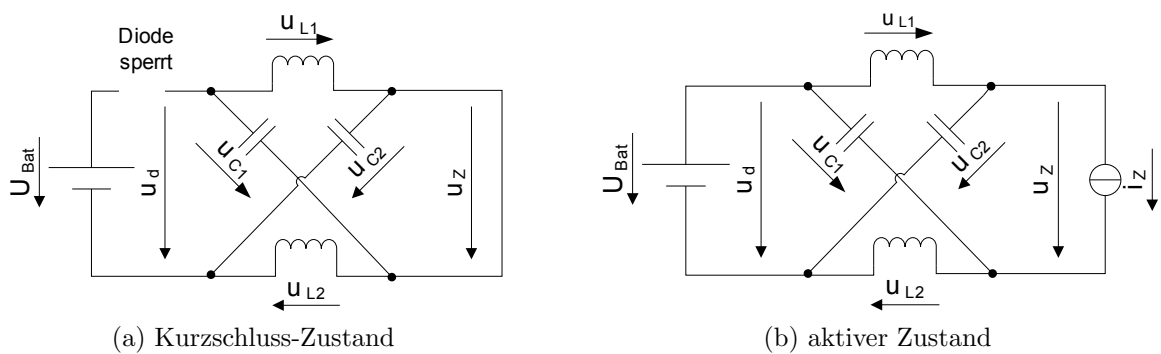


Abbildung 2.10: Ersatzschaltungen des ZSWs

Beim aktiven Zustand befindet sich der Wechselrichter in einem der acht herkömmlichen Zustände, jeweils ein Schalter jeder Phase ist geschlossen und es fließt ein Strom  $i_Z$ . In Abbildung 2.10b ist ein Ersatzschaltbild aus Sicht der Z-Source dargestellt.

Unter der Annahme, dass die beiden Drosseln und Kapazitäten gleich groß sind, sind die Spannungen über ihnen ebenfalls gleich groß. [11]

$$u_{L1} = u_{L2} = u_L \quad (2.11a)$$

$$u_{C1} = u_{C2} = u_C \quad (2.11b)$$

Dabei ist:

$u_L, u_{L1}, u_{L2} \dots$  Spannung über der Drossel

$u_C, u_{C1}, u_{C2} \dots$  Spannung über dem Kondensator

Der ZSW befindet sich für die Zeitdauer  $T_{ST}$  in dem Kurzschluss-Zustand. dabei wird Energie vom Kondensator in die Drossel umgeladen. Es ergeben sich die Spannungen:

$$u_L = u_C \quad (2.12a)$$

$$u_d = 2 u_C \quad (2.12b)$$

$$u_Z = 0 \quad (2.12c)$$

Dabei ist:

$u_d \dots$  Spannung am Eingang der Z-Source

$u_Z \dots$  Spannung am Ausgang der Z-Source

Die Zeitdauer des aktiven Zustands beträgt  $T_A = T_{Schalt} - T_{ST}$ . Während dieses Zustands wird Energie von der Drossel in den Motor und von der Batterie in den Kondensator geladen. Es ergeben sich die Zusammenhänge:

$$u_L = U_{Bat} - u_C \quad (2.13a)$$

$$u_d = U_{Bat} \quad (2.13b)$$

$$u_Z = u_C - u_L = 2 u_C - U_{Bat} \quad (2.13c)$$

Im stationären Zustand ist die Spannung über der Drossel im Mittel über eine Schaltperiode gleich Null:

$$\bar{u}_L = \frac{(T_{ST} u_{C,ZS} + T_A (U_{Bat} - u_{C,ZS}))}{T_{Schalt,ZSW}} = 0 \quad (2.14)$$



Daraus ergibt sich:

$$\bar{u}_{C,ZS} = \frac{1 - d_{ST}}{1 - 2d_{ST}} U_{Bat} \quad (2.15)$$

Für die Zwischenkreisspannung während des aktiven Zustands ergibt sich aus den Gleichungen (2.13c) und (2.15):

$$\bar{u}_{Z,ZS} = B U_{Bat} \text{ mit } B = \frac{1}{1 - 2d_{ST}} \quad (2.16)$$

Dabei ist:

$$\begin{aligned} B & \dots \text{ Boost-Faktor} \\ d_{ST} & \dots \text{ Tastverhältnis des Kurzschluss-Zustands} \end{aligned}$$

Für den Wechselrichter ist nur die Zwischenkreisspannung während des aktiven Zustands von Interesse. Damit ergibt sich aus den Gleichungen (2.10) und (2.16) der Zusammenhang zwischen Modulationsindex, Boost-Faktor, Batteriespannung und Amplitude der Phasenspannung zu:

$$\hat{u}_N = M B \frac{U_{Bat}}{2} \quad (2.17)$$

Mit den hergeleiteten Gleichungen lassen sich die benötigten Spannungen im ZSW berechnen. Gleichung (2.16) gibt den Zusammenhang zwischen dem Tastverhältnis des Kurzschluss-Zustands und der Zwischenkreisspannung an. Mit Gleichung (2.17) kann aus dem Boost-Faktor und dem Modulationsindex die Spannungsamplitude der Motorphase berechnet werden.

Im folgenden Abschnitt wird erläutert, auf welche Weise der Kurzschluss-Zustand erzeugt wird und wie sich sein Tastverhältnis berechnet.

### 2.3.2 Raumzeigermodulation

Nachdem die Schaltung des ZSWs analysiert wurde, soll nun auf seine Ansteuerung eingegangen werden. In dieser Arbeit werden die IGBTs des Wechselrichters mit der Raumzeigermodulation angesteuert.

Die klassische Raumzeigermodulation wurde bereits in Abschnitt 2.2.3 beschrieben. Die Raumzeigermodulation für die Ansteuerung des ZSWs ist ihr sehr ähnlich, unterscheidet sich aber in dem letzten Schritt, der Modulation.

Der Raumzeigermodulation werden zunächst der Ständerspannungsvektor und die Höhe der Zwischenkreisspannung übergeben. Nun wird der Ständerspannungsvektor in Standardspannungsvektoren zerlegt. Anschließend werden die Tastverhältnisse der drei Phasen des Wechselrichters berechnet. Für den dritten Schritt, der Modulation, sind

aus der Literatur mehrere Möglichkeiten bekannt. Die Auswahl des Modulationsverfahrens beeinflusst die Höhe der Zwischenkreisspannung und deren Welligkeit und hat somit einen hohen Einfluss auf die Dimensionierung der Bauelemente des ZSWs. [12, 13]

## MBC und MCBC

Für den ZSW sind unterschiedliche Modulationsverfahren bekannt. In dieser Arbeit werden zwei häufig diskutierte Verfahren, der *Maximum Boost Control* (MBC) und der *Maximum Constant Boost Control* (MCBC) betrachtet. [12, 13]

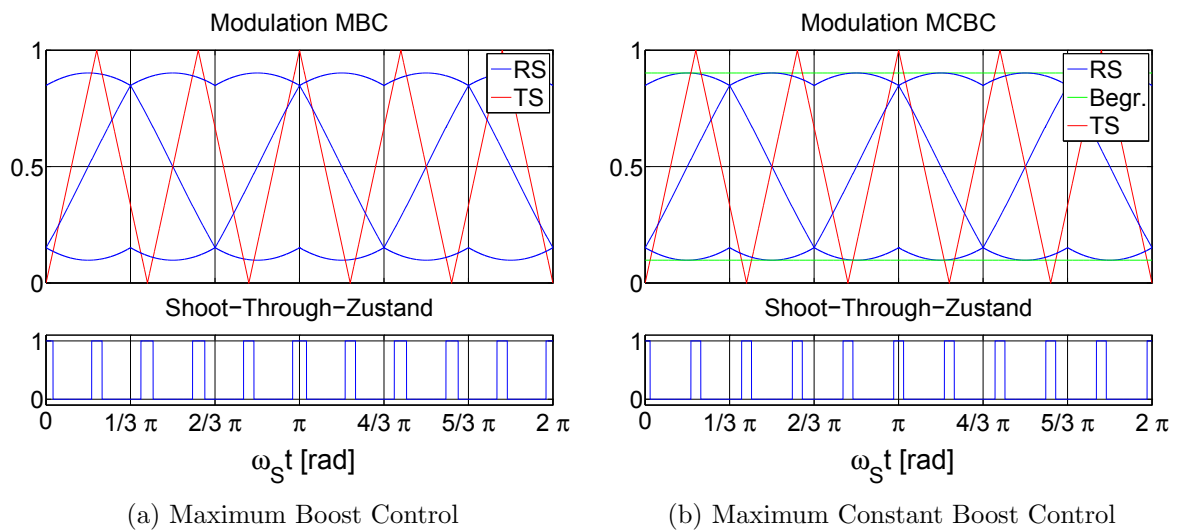


Abbildung 2.11: Steuerverfahren des ZSWs

Das Modulationsverfahren *Maximum Boost Control* wurde entwickelt, um die Spannungsbelastung und die Verluste in den Schaltern des Wechselrichters zu minimieren. Der Nullzeiger wird vollständig für den Kurzschluss des Zwischenkreises genutzt, (vgl. Abbildung 2.11a). Die Schnittpunkte des Trägersignals mit dem Referenzsignal treten in unregelmäßigen Abständen auf. Dies führt zu Strom- und Spannungsschwankungen in der Z-Source. Diese Schwankungen wirken sich negativ auf die Dimensionierung von Drossel und Kondensatoren in der Z-Source aus. [12, 13]

Das Modulationsverfahren *Maximum Constant Boost Control* vermeidet Strom- und Spannungsschwankungen in der Z-Source weitgehend, um Induktivität und Kapazität klein dimensionieren zu können. Bei diesem Verfahren finden zwei zusätzliche Begrenzungsgereaden Verwendung. Die eine Gerade wird in den höchsten Punkt und die andere in den niedrigsten Punkt des Referenzsignals gelegt (vgl. Abbildung 2.11b). Befindet sich das Trägersignal oberhalb der oberen oder unterhalb der unteren Begrenzung, wird der Kurzschluss-Zustand aktiviert. Bei dieser Methode der Modulation tritt der Kurzschluss-Zustand in regelmäßigen Abständen auf, was zu einer Verringerung des Oberschwingungsanteils führt. [13]

### Vergleich von MBC und MCBC

Beide Ansteuermethoden haben Vorteile für den Einsatz in einem elektrischen Fahrzeug. Sowohl eine geringere Zwischenkreisspannung als auch die geringe Dimensionierung der Z-Source sind wichtige Auslegungsziele. Um sich für eine entscheiden zu können, sind weitere Vergleiche notwendig. [13, 15, 16]

Unter der Annahme, dass die Frequenz des Trägersignals wesentlich höher ist als die des Referenzsignals, kann das Tastverhältnis für den Kurzschluss-Zustand berechnet werden. Die Tastverhältnisse der Kurzschluss-Zustände vom MBC  $d_{ST,MBC}$  und des MCBC  $d_{ST,MCBC}$  ergeben sich zu:

$$\bar{d}_{ST,MBC} = \frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi} \quad (2.18a)$$

$$d_{ST,MCBC} = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2}M \quad (2.18b)$$

Mit Gleichung (2.16) lässt sich der Boost-Faktor für den MBC und den MCBC in Abhängigkeit vom Modulationsindex wie folgt angeben:

$$B_{MBC} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (2.19a)$$

$$B_{MCBC} = \frac{1}{\sqrt{3}M - 1} \quad (2.19b)$$

Mit Gleichung (2.10) kann die Verstärkung  $G = MB$  für beide Ansteuermethoden wie folgt angegeben werden:

$$G_{MBC} = \frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (2.20a)$$

$$G_{MCBC} = \frac{M}{\sqrt{3}M - 1} \quad (2.20b)$$

Die Spannungsbelastung der Schalter im Wechselrichter entspricht der Zwischenkreisspannung. Die Zwischenkreisspannung in Abhängigkeit von der Verstärkung und der Batteriespannung ergibt sich zu:

$$u_{Z,MBC} = \left( \frac{3}{\pi} \sqrt{3}G - 1 \right) U_{Bat} \quad (2.21a)$$

$$u_{Z,MCBC} = \left( \sqrt{3}G - 1 \right) U_{Bat} \quad (2.21b)$$

Die Spannungsbelastung der Schalter wird in Abbildung 2.12a dargestellt. Man erkennt, dass die Belastung bei gleicher Verstärkung beim MCBC höher ist als beim MBC.

In Abbildung 2.12b ist die Verstärkung als Funktion des Modulationsgrades dargestellt. Bei gleichem Modulationsindex erzielt das MCBC eine geringere Verstärkung als das MBC.

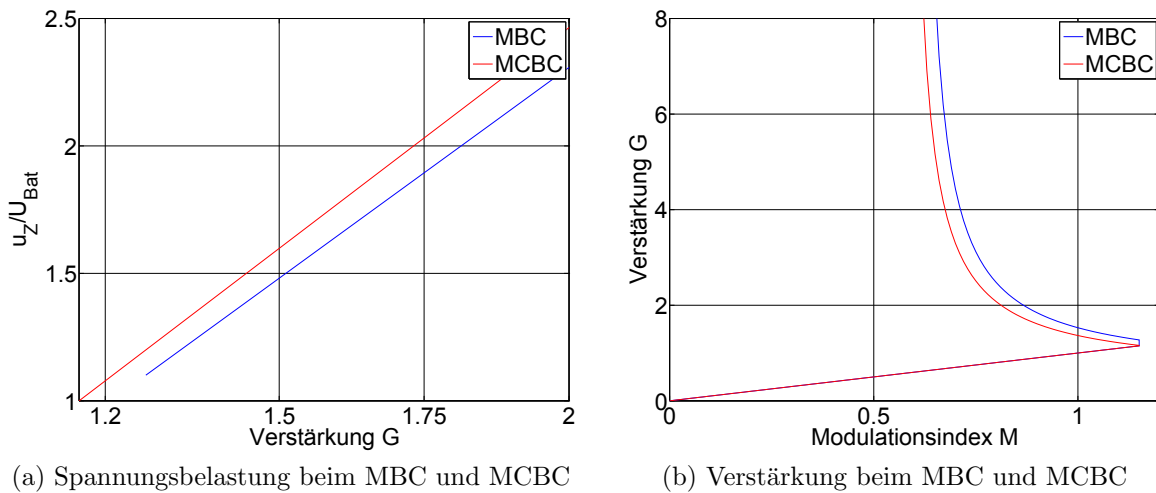


Abbildung 2.12: Vergleich der Steuerverfahren des ZSWs

Als Modulationsverfahren für die Ansteuerung des ZSWs wird das MCBC gewählt, da die Vorteile bei der Auslegung der Z-Source-Bauelemente als wichtiger angesehen werden, als die geringfügig höhere Spannung im Zwischenkreis.

Für die weiteren Betrachtungen ist die Höhe der Zwischenkreisspannung in Abhängigkeit des Ständerspannungsvektors von Bedeutung. Sie kann für den MCBC mit der Gleichung (2.22) angegeben werden.

$$u_{Z,ZS} = 2\sqrt{3} |\underline{u}_S| - U_{Bat} \quad (2.22)$$

Alle folgenden Berechnungen haben die MCBC als Grundlage.

## 2.4 Synchronmotor

Die im vorangegangenen Kapitel betrachteten HOW speisen einen Synchronmotor. In diesem Abschnitt soll der Aufbau und die Modellierung des Synchronmotors untersucht werden. Diese bilden die Grundlage für die Auslegung der Regelung des Wechselrichters und des Synchronmotors.

### 2.4.1 Aufbau und Modellierung

In diesem Abschnitt wird der geometrische Aufbau und die Modellierung eines Synchronmotors mit Vollpolläufer beschrieben. [17, 18]

#### Geometrischer Aufbau

In der Synchronmaschine befinden sich drei, jeweils um  $120^\circ$  versetzte Wicklungen U, V und W, die durch eine Dreiphasenwechselspannung gespeist werden. Die speisenden Spannungen bewirken um den Phasenwinkel  $\varphi$  verschobene Ströme in den Wicklungen. Diese erzeugen wiederum zu den Strömen proportionale Durchflutungen. [17]

Der prinzipielle Aufbau einer Synchronmaschine ist in Abbildung 2.13 dargestellt. Neben dem geometrischen Aufbau sind auch die Koordinatensysteme, die für die Modellierung notwendig sind, eingezeichnet.

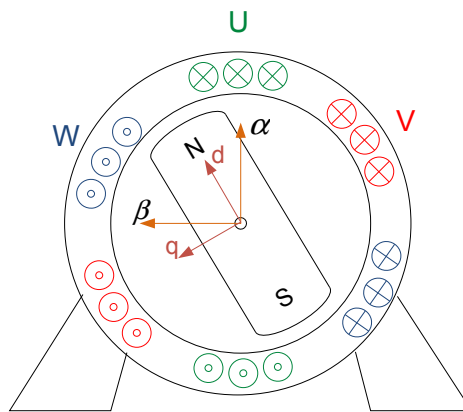


Abbildung 2.13: Geometrischer Aufbau der Synchronmaschine

#### Modellierung

Für die Modellierung wird ein vereinfachter Aufbau und eine reine Sinus-Spannung in den Phasen UVW (Grundwellenmodell) angenommen [18].

Die Durchflutungen der einzelnen Stränge überlagern sich an jeder Stelle des Ständerumfangs. Damit können sie addiert werden und die gesamte Durchflutung kann durch zwei Koordinaten beschrieben werden. Dazu werden das ständerfeste  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem ( $\alpha\beta$ -KOS) und das läuferfeste  $dq$ -Koordinatensystem verwendet. Der Winkel zwischen dem  $\alpha\beta$ -KOS und dem  $dq$ -KOS, der sich durch die Rotation des Läufers ständig ändert, wird mit  $\delta$  bezeichnet.

Die eingeführten KOS sind in Abbildung 2.13 eingezeichnet.

Abgeleitet von der Durchflutung werden auch Ströme und Spannungen im  $\alpha\beta$ -KOS und dq-KOS beschrieben. Diesen Größen kommt keine physikalische Bedeutung zu, sie vereinfachen lediglich die Berechnung.

Bei einer Synchronmaschine mit Vollpoläufer sind die Induktivitäten in d- und q-Richtung gleich groß:  $L_S = L_d = L_q$ .

### Maschinengleichungen

Für die Auslegung der Regelung ist eine mathematische Beschreibung des Synchronmotors notwendig. In diesem Abschnitt wird das Verhalten der Synchronmaschine mit Hilfe dreier Gleichungen beschrieben. Aus der Ständerspannungs-, Ständerflussverkettungs- und Drehmomentengleichung werden das Zeigerdiagramm und der Signalflussplan hergeleitet. [17]

Die Ständerspannungsgleichung der Synchronmaschine im läuferfesten dq-KOS lautet:

$$\underline{u}_S^L = u_{sd} + j u_{sq} = R_S \underline{i}_S^L + j \omega_S \underline{\Psi}_S^L + \frac{d\underline{\Psi}_S^L}{dt} \quad (2.23)$$

Dabei ist:

$\underline{u}_S = u_{sd} + j u_{sq}$	...	Ständerspannung als Vektor bzw. aufgeteilt in d- und q-Richtung
$R_S$	...	Ständerwiderstand
$\underline{i}_S = i_{sd} + j i_{sq}$	...	Ständerstrom als Vektor bzw. aufgeteilt in d- und q-Richtung
$\omega_S$	...	Ständerkreisfrequenz
$\underline{\Psi}_S = \Psi_{sd} + j \Psi_{sq}$	...	Ständerflussverkettung als Vektor bzw. aufgeteilt in d- und q-Richtung

Die Gleichung für Ständerflussverkettung lautet:

$$\underline{\Psi}_S^L = \Psi_{sd} + j \Psi_{sq} = L_{sd} i_{sd} + \Psi_M + j L_{sq} i_{sq} \quad (2.24)$$

Dabei ist:

$L_{sd}, L_{sq}$	...	Ständerinduktivität in d- bzw. q-Richtung
$\Psi_M$	...	Flussverkettung des Motors

Für die Darstellung der Polradspannung im Zeigerdiagramm wird Gleichung 2.25 benötigt.

$$\underline{u}_P = j \omega_S \Psi_M \quad (2.25)$$

Dabei ist:

$\underline{u}_P$  ... Polradspannung

Aus den Gleichungen (2.23) bis (2.25) folgt das Zeigerdiagramm der Synchronmaschine. Für den stationären Fall, d. h.  $\frac{d\Psi_S^L}{dt} = 0$ , und mit  $i_{Sd} < 0$ ,  $i_{Sq} > 0$  und  $\omega_M > 0$  ist das Zeigerdiagramm in Abbildung 2.14 dargestellt.

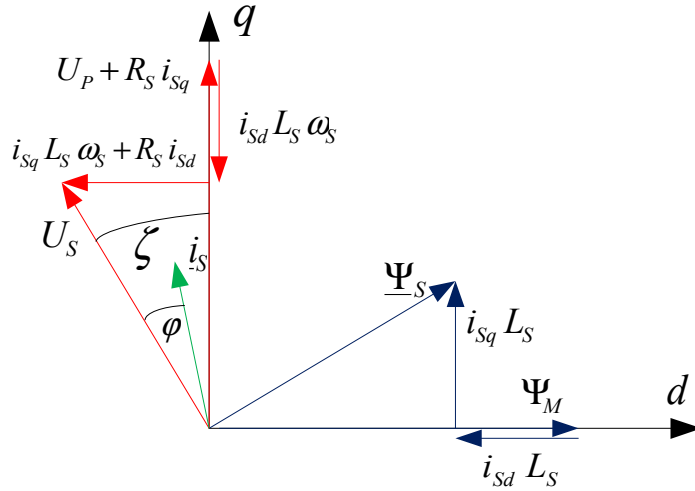


Abbildung 2.14: Zeigerdiagramm der Synchronmaschine

Für den Signalflussplan der Maschine wird noch die Drehmomentengleichung benötigt. Sie lautet:

$$m_M = \frac{3}{2} z_P i_{Sq} (\Psi_M + (L_{Sd} - L_{Sq}) i_{Sd}) \quad (2.26)$$

Dabei ist:

$m_M$  ... Motormoment

$z_P$  ... Polpaarzahl

Durch die Ausführung des Rotors als Vollpoläufer ( $L_{Sd} = L_{Sq}$ ) entfällt der Reluktanzeffekt:

$$m_M = \frac{3}{2} z_P i_{Sq} \Psi_M \quad (2.27)$$

Aus den Gleichungen (2.23) bis (2.27) ergibt sich das in Abbildung 2.15 dargestellte Modell der Synchronmaschine.

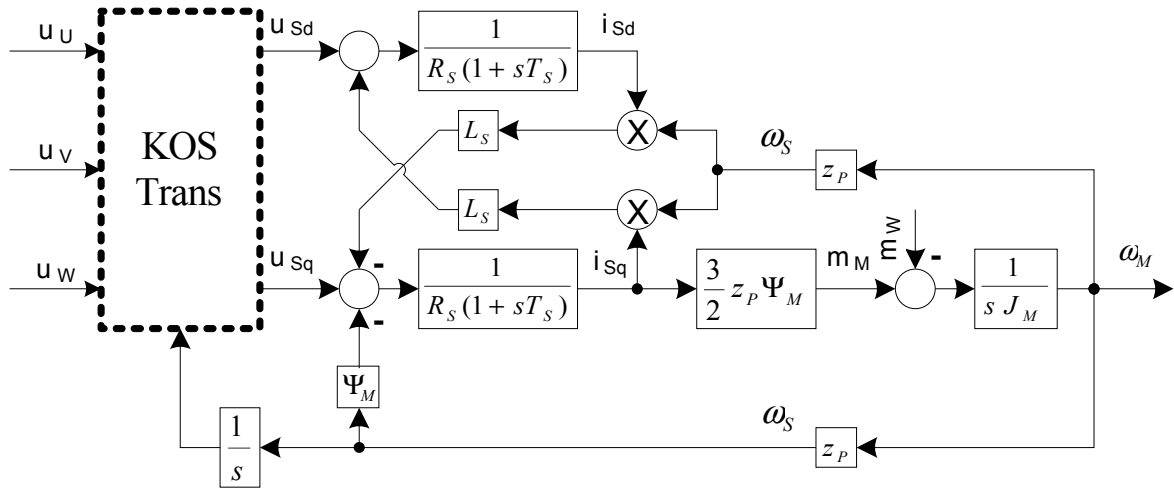


Abbildung 2.15: Signalflussplan der Synchronmaschine

## 2.4.2 Regelung

Für ein Elektrofahrzeug wird eine unabhängige Regelung von Drehzahl und Drehmoment benötigt. In diesem Abschnitt wird die Reglerstruktur und Reglerauslegung für einen Synchronmotor, der von einem Wechselrichter gespeist wird, betrachtet. Es wird eine Strom- und Drehzahlregelung in Kaskadenstruktur implementiert. Die Struktur der Regelung ist an [19] und [20] angelehnt.

Die Bestimmung der Höhe der Zwischenkreisspannung wird in dieser Arbeit nicht genauer untersucht. Für die Simulation wird seine Höhe für jeden Arbeitspunkt berechnet und fest vorgegeben.

Abbildung 2.16 zeigt die Blockstruktur der Motorregelung. Im Anschluss werden die einzelnen Teile der Regelung, das Entkopplungsnetzwerk und die Strom- und Drehzahlregelung erläutert.

### Entkopplungsnetzwerk

Wie in Abschnitt 2.4 gezeigt, ist die d- und die q-Komponente der Spannung  $\underline{u}_S$  im Synchronmotor verkoppelt. Für eine Regelung ist die Entkopplung dieser Komponenten notwendig, die durch ein Entkopplungsnetzwerk realisiert wird. Dazu wird für die Spannungen  $u_{Sd}$  und  $u_{Sq}$  eine Störgrößenaufschaltung implementiert. Die Gleichungen (2.28) beschreiben die Entkopplung. [20]

$$u_{Sd} = u'_{Sd} - \omega_S L_S i_{Sq} \quad (2.28a)$$

$$u_{Sq} = u'_{Sq} + \omega_S L_S i_{Sd} + \omega_S \Psi_M \quad (2.28b)$$





nung mit der Ständerzeitkonstanten  $T_S = \frac{L_S}{R_S}$  modelliert werden. Die Übertragungsfunktionen lauten:

$$G_{SM-d}(s) = \frac{1}{1 + s T_S} \quad (2.30a)$$

$$G_{SM-q}(s) = \frac{1}{1 + s T_S} \quad (2.30b)$$

Dabei ist:

$T_S$  ... Ständerzeitkonstanten

Für die Strecke der Stromregelung ergibt sich damit eine  $PT_2$ -Strecke. Als Stromregelung wird ein PI-Regler implementiert, der nach dem Betragsoptimum ausgelegt wird. Der geschlossene Stromregelkreis ist in Abbildung 2.17 abgebildet. [19]

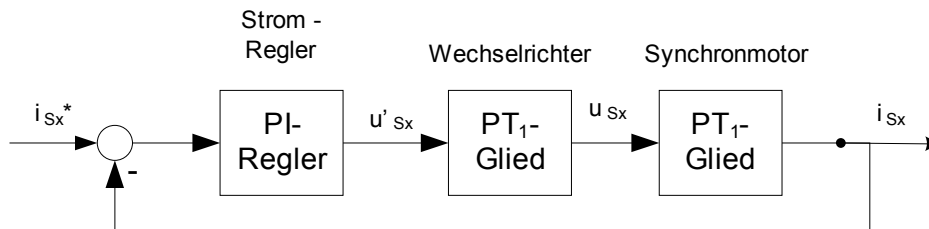


Abbildung 2.17: Regelkreis des Motorstroms

Der feldbildende Strom in d-Richtung wird auf Null geregelt:  $i_{sd}^* = 0$ . Der momentenbildende Strom in q-Richtung wird in Kaskadenstruktur mit der Drehzahlregelung realisiert und bekommt von diesem den Sollwert übergeben.

## Drehzahlregelung

Die Strecke der Drehzahlregelung wird als  $IT_1$ -Strecke modelliert und besteht aus dem geschlossenen Stromregelkreis und der Motorträgheit. Es wird ein PI-Regler implementiert, der nach dem symmetrischen Optimum ausgelegt wird. Der geschlossene Drehzahlregelkreis ist in Abbildung 2.18 dargestellt. [19]

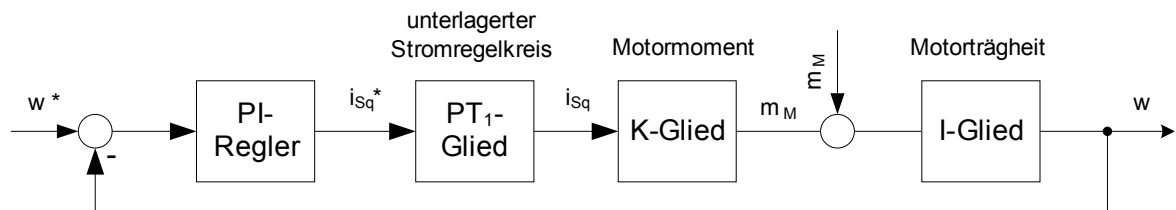


Abbildung 2.18: Regelkreis der Motordrehzahl

# Kapitel 3

## Bauelementedimensionierung

Im vorherigen Kapitel wurde der grundsätzliche Aufbau und die Funktionsweise der beiden HOWs mit idealen Bauelementen untersucht. Für die weiteren Berechnungen ist die Auswahl von realen Bauelementen für die Schaltungen notwendig. Die Parameter von Batterie und Motor sind für die vorliegender Arbeit vorgegeben, so dass nur die Bauelemente für die HOWs ausgewählt werden.

Für die Auslegung der Bauelemente ist die anliegende Spannung ein wichtiger Parameter. Die Spannungen, die an den Halbleiter-Bauelementen und den Kondensatoren der HOWs anliegen, entsprechen der Zwischenkreisspannung oder leiten sich von ihr ab. Aus diesem Grund wird deren Höhe nun genauer betrachtet. Anschließend werden die aktiven und passiven Bauelemente ausgelegt.

### 3.1 Zwischenkreis

Die Höhe der Zwischenkreisspannung hängt stark von dem Betriebspunkt der Maschine ab. Aus diesem Grund werden zunächst die Arbeitspunkte festgelegt, an denen die Auslegung der Bauelemente erfolgt. Anschließend wird die Höhe der Zwischenkreisspannung betrachtet und Möglichkeiten für die Reduktion vorgestellt.

#### Untersuchten Betriebspunkte

Die Bauelemente der HOWs müssen so ausgelegt werden, dass sie die Funktion des Gesamtsystems an jedem zulässigen Arbeitspunkt ermöglichen. Um dies zu gewährleisten, werden beide HOWs der maximalen Belastung angepasst.

Der größte Leistungsumsatz, für den die HOWs ausgelegt werden, findet bei maximaler Drehzahl und maximalem Bemessungsmoment statt. Dieser Betriebspunkt ist sehr wichtig für die Dimensionierung. Ein weiterer interessanter Punkt für die thermische Auslegung des Wechselrichters ist eine kleine Drehzahl bei gleichzeitig großem Drehmoment. Auch dieser Arbeitspunkt wird berücksichtigt.

Drehzahl, Drehmoment und Wirkleistung dieser Arbeitspunkte sind in Tabelle 3.1 dargestellt.

Tabelle 3.1: Arbeitspunkte für Auslegung der HOWs

	$n_M \left[ \frac{1}{\text{min}} \right]$	$m_M \text{ [Nm]}$	$P_{Wirk} \text{ [kW]}$
Maximale Drehzahl - Bemessungsmoment	10000	153	160
Kleine Drehzahl - großes Drehmoment	100	250	2,6

Für die Berechnung der Zwischenkreisspannung werden die Parameter des Synchronmotors und der Batterie benötigt. Diese orientieren sich an dem Versuchsstand, der am *Lehrstuhl Elektrische Maschinen und Antriebe* aufgebaut werden soll. Die wichtigsten Parameter sind in Tabelle 3.2 angegeben.

Tabelle 3.2: Parameter der Batterie und des Synchronmotors

Batterie	Batteriespannung	$U_{Bat}$	400 V
Synchronmotor	Ständerinduktivität	$L = L_d = L_q$	0,1 mH
	Ständerwiderstand	$R_S$	4 mΩ
	Polpaarzahl	$z_P$	6
	Flussverkettung	$\Psi_M$	0,064 Vs
	Trägheitsmoment	$J_M$	$60 \cdot 10^{-3} \text{ kg m}^2$

### Betrachtung der Höhe der Zwischenkreisspannung

Die Höhe der Zwischenkreisspannung hängt von dem Arbeitspunkt ab, an dem sich der Motor befindet. Mit Hilfe der Ständerspannungsgleichung (2.23), der Drehmomentengleichung (2.27) und der Motorparameter lassen sich die Ströme und Spannungen im Motor berechnen. Die Gleichungen (2.4) und (2.22) geben die Höhe der Zwischenkreisspannung für beide HOWs an.

Die Zwischenkreisspannung der HOWs ist in Abbildung 3.1 bei maximaler Last als Funktion der Drehzahl dargestellt. Hierbei muss beachtet werden, dass sich die berechneten Werte lediglich auf die Grundwelle beziehen. Durch die auftretenden Oberschwingungen erfolgt eine zusätzliche Belastung.

Aus der Abbildung erkennt man, dass sich im gleichen Arbeitspunkt für den ZSW eine höhere Zwischenkreisspannung ergibt, als für den Hochsetzsteller. Die Zwischenkreisspannung des ZSWs überschreitet bei hohen Drehzahlen den Bereich der Niederspannung und ist somit für einen Einsatz im Elektrofahrzeug ungeeignet.

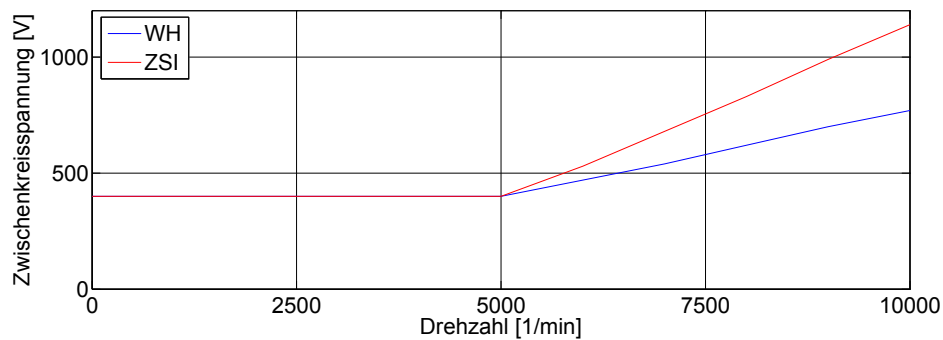


Abbildung 3.1: Zwischenkreisspannung bei maximaler Last

### Möglichkeiten für die Begrenzung der Zwischenkreisspannung

Die Höhe der Zwischenkreisspannung des ZSWs ergibt sich einerseits aus den Kenn- und Arbeitspunkten des Motors und der Batterie und andererseits aus dem Modulationsverfahren des ZSWs und der Regelung des Motors.

Sind die Kenn- und Arbeitspunkte des Motors und der Batterie, wie im vorliegenden Fall, vorgegeben, kann man allein durch das Modulationsverfahren und Regelung die Höhe der Zwischenkreisspannung beeinflussen. Für das Modulationsverfahren wurde das MCBC ausgewählt, weil es wichtige Vorteile gegenüber dem MBC-Verfahren hat (vgl. Abschnitt 2.3.2). Durch die alternative Wahl des MBC als Modulationsverfahren ließe sich die Höhe der Zwischenkreisspannung geringfügig verkleinern. Sie wäre allerdings immer noch zu hoch.

Eine Lösung für das Problem könnte darin bestehen, die Zwischenkreisspannung auf 950 V zu begrenzen und die übrigen Drehzahlen mit Hilfe eines Feldschwächbereiches einzuprären. In diesem Bereich würden höhere Verluste durch den Feldschwächbereich auftreten.

## 3.2 Halbleiter-Bauelemente

Bei der bisherigen idealen Betrachtungsweise der Schaltung wurden Halbleiter-Bauelemente als Schalter bezeichnet. Hinter diesem Begriff verbirgt sich ein IGBT mit antiparalleler Diode. Die Auswahl dieser Bauelemente soll im Folgenden betrachtet werden.

Bei der Auswahl von IGBTs und Dioden spielt die Sperrspannung eine besondere Rolle. Wie in Abbildung 2.2 und 2.9 zu erkennen, stimmt die notwendige Sperrspannung der Halbleiter-Bauelemente bei beiden HOWs mit der Zwischenkreisspannung überein. Im vorherigen Abschnitt wurde die Höhe der Zwischenkreisspannung für verschiedene Arbeitspunkte betrachtet. Für die Auslegung der HOWs wird die maximale Spannung

des ZSWs auf 950 V begrenzt. Für die Simulation werden weiterhin die berechneten Zwischenkreisspannungen verwendet. Bei den Schaltvorgängen der IGBTs kommt es zu einer ca. dreißigprozentigen Spannungsüberhöhung. Aus diesem Grund werden für beide Konfigurationen Halbleiter-Bauelemente mit einer Sperrspannung von 1200 V ausgewählt. Die Parameter der ausgewählten Halbleiter-Bauelemente befinden sich im Anhang A.

### 3.3 Passive Komponenten

Neben den Halbleiter-Bauelementen werden für die HOWs Kondensatoren und Drosseln benötigt. Ihre Hauptaufgabe ist es, vorübergehend Energie zu speichern. Um Oberschwingungen zu reduzieren, muss durch die Dimensionierung gewährleistet werden, dass Strom und Spannung an den Bauelementen eine definierte Welligkeit nicht überschreiten.

Neben den energetischen Gesichtspunkten muss bei der Auslegung von Kondensator und Drossel auch die Eigenfrequenz beachtet werden. Diese darf nicht in einem angeregten Bereich liegen, da es ansonsten zu verstärkten Oberschwingungen kommen kann.

Neben diesen funktionellen Vorgaben werden die Bauelemente so klein wie möglich dimensioniert, um Kosten und Gewicht zu sparen.

#### Hochsetzsteller

Drossel und Kondensator des Hochsetzstellers werden für einen nicht lückenden Strom ausgelegt. Bei der Dimensionierung der Bauelemente kann die Welligkeit des Drosselstroms und der Kondensatorspannung vorgegeben werden. Die Gleichungen für die Berechnung lauten: [21]

$$L_{HSS} = \frac{1}{2} \frac{U_{Bat} d_{HSS} (1 - d_{HSS})^2 R_{Last}}{U_{Bat} - (1 - d_{HSS}) (\bar{i}_L - \frac{1}{2} \Delta i_L)} \frac{1}{R_{Last} f_{Schalt,HSS}} \quad (3.1a)$$

$$C_Z = \frac{1}{R_{Last} \frac{\Delta u_Z}{\bar{u}_Z}} \frac{1}{f_{Schalt,HSS}} \quad (3.1b)$$

Dabei ist:

$L_{HSS}$	...	Induktivität der Drossel des Hochsetzstellers
$C_Z$	...	Kapazität des Kondensators des Hochsetzstellers
$f_{Schalt,HSS}$	...	Schaltfrequenz des Hochsetzstellers
$\bar{u}_Z$	...	mittlere Spannung des Zwischenkreiskondensators
$\Delta u_Z$	...	Spannungsschwankungen am Zwischenkreiskondensator

### Z-Source

Nach der Dimensionierung der passiven Komponenten des Hochsetzstellers werden nun die passiven Komponenten der Z-Source betrachtet. Bei der Dimensionierung der Bauelemente kann die Welligkeit des Drosselstroms und der Kondensatorspannung vorgegeben werden. [22]

Die Gleichungen für die Berechnung lauten:

$$L_{ZS} = \frac{\bar{u}_C d_{ST}}{2 \Delta I_L} \frac{1}{f_{Schalt,ZSW}} \quad (3.2a)$$

$$C_{ZS} = \frac{i_L d_{ST}}{2 \Delta U_C} \frac{1}{f_{Schalt,ZSW}} \quad (3.2b)$$

Dabei ist:

$f_{Schalt,ZSW}$	...	Schaltfrequenz des ZSW
$\Delta u_C$	...	Spannungsschwankung über dem Kondensator der Z-Source
$\Delta i_L$	...	Stromschwankung an der Drossel der Z-Source

### Vergleich von Hochsetzsteller und Z-Source

Die höchste Beanspruchung des Hochsetzstellers und der Z-Source erfolgt bei maximaler Leistung. Um auch in diesem Arbeitspunkt zuverlässig zu funktionieren, wird der Hochsetzsteller für diesen dimensioniert.

Die maximale Stromschwankung der Drossel wird mit  $\Delta i_L = 60 \text{ A}$  und die Welligkeit der Kondensatorspannung mit  $\frac{\Delta u_Z}{\bar{u}_Z} = 0,01$  vorgegeben. Die übrigen Parameter, die für die Berechnung verwendet wurden, befinden sich im Anhang C.

In Abbildung 3.2 ist die Dimensionierung der passiven Bauelemente für Hochsetzsteller und Z-Source als Funktion der Schaltfrequenz dargestellt.

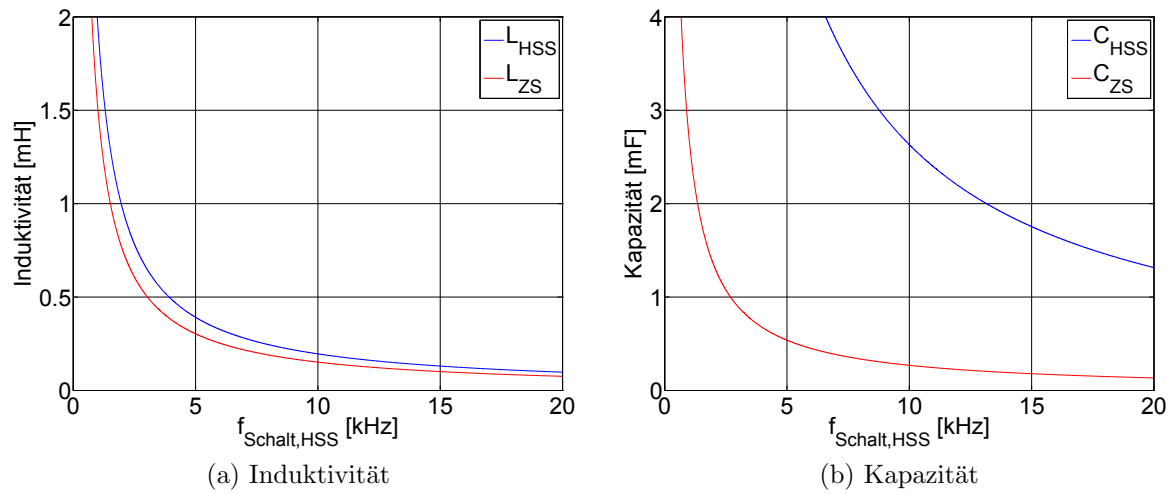


Abbildung 3.2: Dimensionierung der Bauelemente der Z-Source

Wie in Abbildung 3.2 zu erkennen ist, hängt die Größe der Kapazität und der Induktivität für beide Konfigurationen reziprok von der Schaltfrequenz ab. Um die Bauelemente möglichst klein zu halten, sollte also eine möglichst große Schaltfrequenz gewählt werden. Wird die Schaltfrequenz erhöht, steigen aber die Verluste in den Halbleiter-Bauelementen. Dies führt wiederum zu einer höheren Sperrschichttemperatur. Aus diesem Grund wird die Schaltfrequenz von der Sperrschichttemperatur der Halbleiter-Bauelemente begrenzt.

Vergleicht man die Größe der Induktivität und Kapazität für Hochsetzsteller und Z-Source, kommt man zu dem Ergebnis, dass beide Komponenten für die Z-Source kleiner dimensioniert werden können. Die Parameter der ausgewählten passiven Bauelemente befinden sich im Anhang A.



# Kapitel 4

## Verlustberechnung

In den vorangegangenen Kapiteln wurde die Funktionsweise der elektrischen Schaltungen erläutert und die verwendeten Bauelemente ausgewählt. Ein Ziel dieser Arbeit ist es, Aussagen über den Wirkungsgrad der HOWs zu treffen. Dazu ist die Kenntnis der Verluste der Halbleiter-Bauelemente notwendig. Ihre Berechnung erfolgt in diesem Kapitel.

Zunächst werden die verwendeten Komponenten bezüglich ihrer Verluste modelliert. Anschließend werden die Ergebnisse der Simulation analysiert. Dabei werden die Gesamtverluste und die Verluste in den einzelnen Teilen der HOWs verglichen. An zwei Betriebspunkten wird die Verteilung der Verluste auf die Halbleiter-Bauelemente betrachtet. Abschließend werden Möglichkeiten für die Reduktion von Verlusten dargestellt.

Die Parameter, die für die Simulation verwendet werden, sind im Anhang A angegeben.

### 4.1 Modellierung der Komponenten

In elektrischen Bauteilen entstehen durch verschiedene physikalische Effekte Verluste.

Im Folgenden werden die Verluste in den Halbleiter-Bauelementen und den passiven Komponenten der HOWs betrachtet und Modelle für die Berechnung von diesen aufgestellt. Der Schwerpunkt der Betrachtung liegt dabei auf jenen, die in den Halbleiter-Bauelementen auftreten.

In der Aufgabenstellung ist die Berechnung der Verluste für Batterie und Motor vorgesehen. Da keine zuverlässigen Daten für die Modellierung der Batterie und des Synchronmotors vorliegen, wird für die Batterie und den Synchronmotor nach Absprache mit dem Betreuer auf eine Verlustbetrachtung verzichtet.

### 4.1.1 Halbleiter-Bauelemente

In Abbildung 4.1 sind Spannung, Strom und Verlustleistung idealisiert und beispielhaft an einem IGBT gezeigt. Im Zeitraum  $T_0$  bis  $T_1$  ist der IGBT ausgeschaltet. Damit liegt die Sperrspannung an und es treten keine Verluste auf. Zum Zeitpunkt  $T_1$  wird der IGBT eingeschaltet, der Strom beginnt zu fließen und die Spannung fällt ab. Durch die Überlappung von Strom und Spannung entstehen Einschaltverluste. Im Bereich  $T_2$  bis  $T_3$  ist der IGBT eingeschaltet, es fließt ein Strom und es liegt gleichzeitig eine geringe Spannung an, die zu den Durchlassverlusten führt. Zum Zeitpunkt  $T_3$  wird der IGBT ausgeschaltet. Wieder überlappen sich Strom und Spannung, was zu Ausschaltverlusten führt. Ab dem Zeitpunkt  $T_4$  ist der IGBT wieder ausgeschaltet. [23]

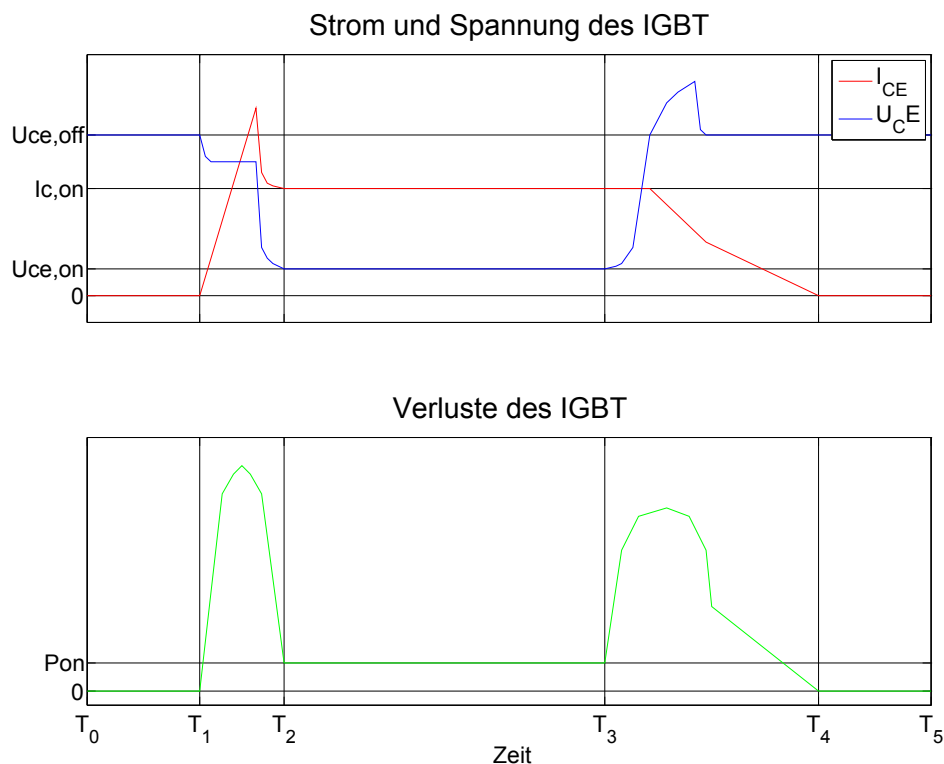


Abbildung 4.1: Zeitliche Darstellung des Umschaltvorgangs bei einem IGBT

Aus der Betrachtung der Verluste ist offenkundig, dass am IGBT in verschiedenen Zuständen, unterschiedliche Verluste auftreten. Die unterschiedlichen Verluste werden nun genauer untersucht. [23]

Die Verluste der Halbleiter-Bauelemente lassen sich unterteilen in:

- statische Verluste: Durchlassverluste, Sperrverluste
- Schaltverluste: Ein- und Ausschaltverluste
- Steuerverluste

Sperrverluste und Steuerverluste werden vernachlässigt, da diese wesentlich kleiner als die übrigen Verluste sind. Bei einer Diode sind die Einschaltverluste wesentlich kleiner als die übrigen Verluste und werden aus diesem Grund ebenfalls nicht betrachtet. Durchlassverluste können bei IGBTs mit Hilfe der Kollektor-Emitter-Kennlinie  $U_{CE}(I_C)$  und bei der Diode mit Hilfe der Vorwärtsspannungs-Kennlinie  $U_F(I_F)$  berechnet werden.

Die Berechnung des zeitlichen Verlaufs der Ein- und Ausschaltverluste ist wegen des nichtlinearen Verhaltens komplex (vgl. Abbildung 4.1). Durch die kurze zeitliche Dauer ist der Verlauf selber von untergeordneter Rolle, maßgeblich sind die Schaltenergien. Aus diesem Grund wird das Integral der Schaltverluste betrachtet:

$$E_{on} = \int_{(t_{on})} P_{IGBT} dt \quad (4.1a)$$

$$E_{off} = \int_{(t_{off})} P_{IGBT} dt \quad (4.1b)$$

Dabei ist:

$E_{on}$  ... Einschaltenergie eines Halbleiter-Bauelements  
 $E_{off}$  ... Ausschaltenergie eines Halbleiter-Bauelements

In Tabelle 4.1 sind die in der Berechnung berücksichtigten Verluste, mit den Parametern, von denen sie abhängen, dargestellt.

Tabelle 4.1: Verlustberechnung in Halbleiter-Bauelementen

	IGBT	Diode
Durchlassverluste	$P_{V,DL,IGBT} = f(U_{EC}, I_C, T)$	$P_{V,DL,D} = f(U_{EC}, I_C, T)$
Einschaltenergie	$E_{ON,IGBT} = f(U_{EC}, I_C)$	
Ausschaltenergie	$E_{OFF,IGBT} = f(U_{EC}, I_C)$	$P_{V,OFF,D} = f(U_{EC}, I_C)$

Für die weiteren Berechnungen wird das IGBT-Modul SKiM459GD12E4 der Firma Semikron verwendet. Die Verlust-Kennlinien des Moduls sind in Anhang A dargestellt. [24]

### 4.1.2 Passive Komponenten

Nach den Verlusten in den Halbleiter-Bauelementen werden nun diejenigen in den passiven Komponenten betrachtet.

### Drossel

An einer Drossel treten Kupfer- und Eisenverluste auf. Bei der folgenden Abschätzung werden nur die Kupferverluste betrachtet. Sie können durch Gleichung 4.2 angegeben werden.

$$P_L = R_{L,ESR} (i_L)^2 \quad (4.2)$$

Dabei ist:

$P_L$	...	Verluste der Drossel
$R_{L,ESR}$	...	Ersatzwiderstand zur Berechnung der Kupferverluste der Drossel
$i_L$	...	Strom durch Drossel

### Kondensator

An einem Kondensator treten zwei Arten von Verlusten auf. Einerseits fließt ein kleiner Strom durch die Isolierung des Kondensators, der aber nur sehr geringe Folgen hat und nicht weiter betrachtet werden soll. Andererseits treten ohmsche Leitungsverluste und dielektrische Umpolungsverluste auf, die mit Hilfe eines in Reihe geschalteten Widerstandes modelliert werden.

$$P_C = R_{C,ESR} (i_C)^2 \quad (4.3)$$

Dabei ist:

$P_C$	...	Verluste des Kondensators
$R_{C,ESR}$	...	Ersatzwiderstand zur Berechnung der ohmschen Verluste und der Umpolverluste des Kondensators
$i_C$	...	Strom durch Kondensator

## 4.2 Vergleich der Verluste

In diesem Abschnitt werden die auftretenden Verluste an verschiedenen Arbeitspunkten betrachtet. Dafür werden die Gesamtverluste in Abhängigkeit von der Drehzahl und dem Drehmoment für beide HOWs dargestellt und verglichen. Anschließend werden sie auf die einzelnen Teile der Schaltungen aufgeschlüsselt. Die Berechnung erfolgt simulativ mit dem Program Matlab und den Toolboxen Simulink und Plecs.

Während des Betriebs können zwei Bereiche unterschieden werden: Mit Grunddrehzahlbereich wird der Drehzahlbereich bezeichnet, bei dem die Höhe der Batteriespan-

nung ausreicht, um den Motor zu speisen. Dieser Bereich erstreckt sich von  $0 \frac{1}{\text{min}}$  bis  $5000 \frac{1}{\text{min}}$ . Als Bereich höherer Drehzahlen wird der Drehzahlbereich bezeichnet, bei dem eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung notwendig ist, um die gewünschte Drehzahl zu erreichen. Dieser Bereich erstreckt sich von  $5000 \frac{1}{\text{min}}$  bis  $10000 \frac{1}{\text{min}}$ .

#### 4.2.1 Gesamtverluste der hochsetzenden Wechselrichter

Für die Untersuchung der Gesamtverluste werden beide HOWs an verschiedenen Arbeitspunkten simuliert. Zunächst wird das Drehmoment des Motors konstant beim Bemessungsmoment gehalten und die Drehzahl von  $100 \frac{1}{\text{min}}$  auf  $10000 \frac{1}{\text{min}}$  erhöht. Anschließend werden die Verluste für ein Drehmoment von 50 Nm und 100 Nm für den gesamten Drehzahlbereich berechnet.

In Abbildung 4.2 sind die gesamten Verluste und der Gesamtwirkungsgrad der HOWs bei Bemessungsmoment über der Drehzahl aufgetragen. Die Verluste des WHs sind blau und die des ZSWs rot aufgetragen.

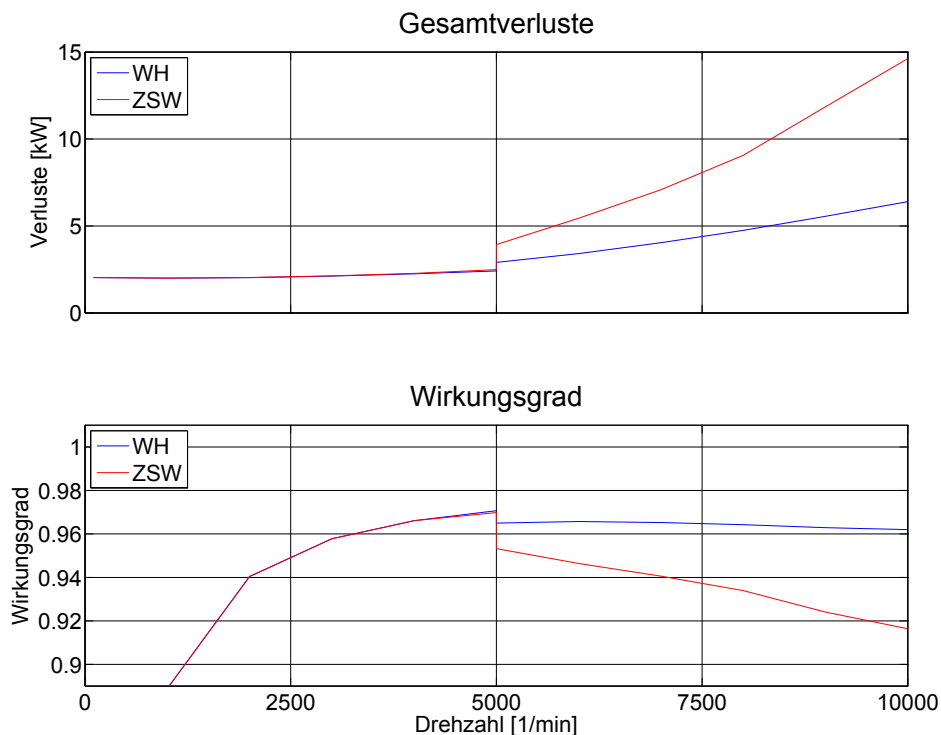


Abbildung 4.2: Vergleich der Gesamtverluste und des Wirkungsgrads

Für den Grunddrehzahlbereich sind die Verluste der beiden HOWs annähernd gleich groß, für den Bereich höherer Drehzahlen ergeben sich hingegen große Unterschiede.

Die Verluste bei höheren Drehzahlen sind für den WH wesentlich geringer als für den ZSW. Dies hat zur Folge, dass der Wirkungsgrad des WHs für hohe Drehzahlen deutlich besser ist.

### Wechselrichter mit Hochsetzsteller

In den vorherigen Abschnitten wurden die Verluste der HOWs für das Bemessungsmoment untersucht und verglichen. Im Folgenden wird der Einfluss des Motormomentes auf die Ergebnisse analysiert.

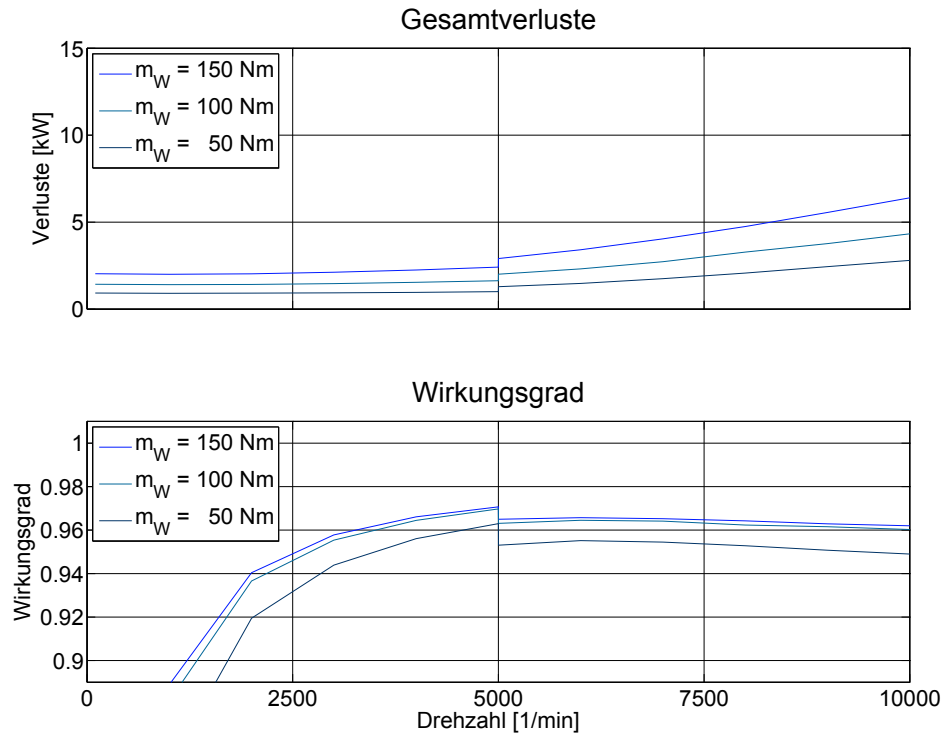


Abbildung 4.3: Vergleich der Verluste des WHs für verschiedenen Drehmomente

Abbildung 4.3 zeigt die Gesamtverluste und Wirkungsgrade des WHs für die Drehmomente 50 Nm, 100 Nm und 150 Nm. Die unterschiedlichen Drehmomente sind in verschiedenen Blautönen dargestellt.

Im ersten Diagramm der Abbildung 4.3 erkennt man, dass bei einem geringeren Drehmoment, auch die Verluste des WHs geringer ausfallen. Dies ist damit zu erklären, dass bei einem niedrigeren Drehmoment eine geringere Zwischenkreisspannung und auch ein geringerer  $i_{sq}$ -Strom im Motor notwendig ist und somit auch die Verluste geringer ausfallen. Der sich daraus ergebende Wirkungsgrad des WHs stimmt für 100 Nm und 150 Nm weitgehend überein und fällt nur für 50 Nm etwas geringer aus.

### Z-Source-Wechselrichter

In Abbildung 4.4 sind die Gesamtverluste und der Wirkungsgrad des ZSWs für die Drehmomente 50 Nm, 100 Nm und 150 Nm dargestellt. Die unterschiedlichen Drehmomente sind in verschiedenen Rottönen abgebildet.

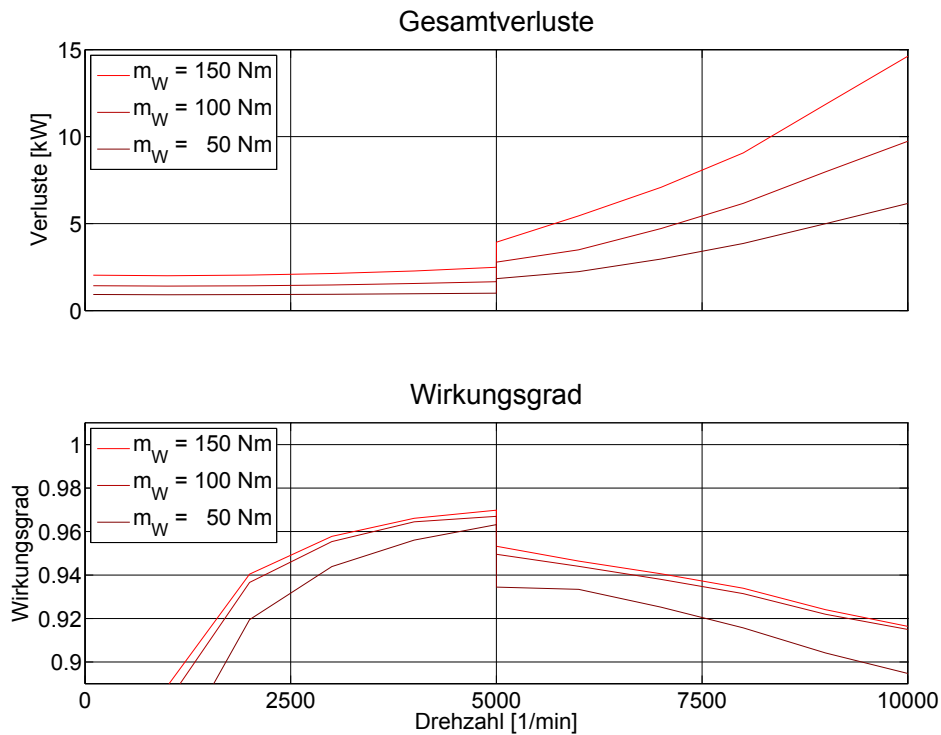


Abbildung 4.4: Vergleich der Verluste des ZSWs für verschiedenen Drehmomente

Beim ZSW ergibt sich für die unterschiedlichen Drehmomente ein ähnliches Bild wie bei dem WH. Für geringere Drehmomente sinken die Verluste des ZSWs. Dies ist wiederum mit der geringeren Zwischenkreisspannung und dem geringeren  $i_{sq}$ -Strom des Motors zu erklären. Auch bei ZSW ist der Wirkungsgrad für 100 Nm und 150 Nm annähernd gleich groß und für 50 Nm geringer.

#### 4.2.2 Vergleich Hochsetzsteller und Z-Source

Nachdem die Gesamtverluste in Abhängigkeit von Drehzahl und Drehmoment untersucht wurden, werden sie nun auf die einzelnen Teile der Schaltung aufgeschlüsselt. Zunächst werden die Verluste des Hochsetzstellers und der Z-Source verglichen.

In Abbildung 4.5 sind die Verluste des Hochsetzstellers und der Z-Source beim Bemessungsmoment über der Drehzahl aufgetragen. Die Verluste des Hochsetzstellers sind blau und die Verluste der Z-Source rot dargestellt.

Im Grunddrehzahlbereich werden der Hochsetzsteller und die Z-Source nicht angesteuert, wodurch sich eine ähnliche elektrische Schaltung ergibt und annähernd gleiche Verluste auftreten. Bei höheren Drehzahlen unterscheidet sich hingegen die Funktionsweise von Hochsetzsteller und Z-Source und es kommt zu unterschiedlichen Verlusten.

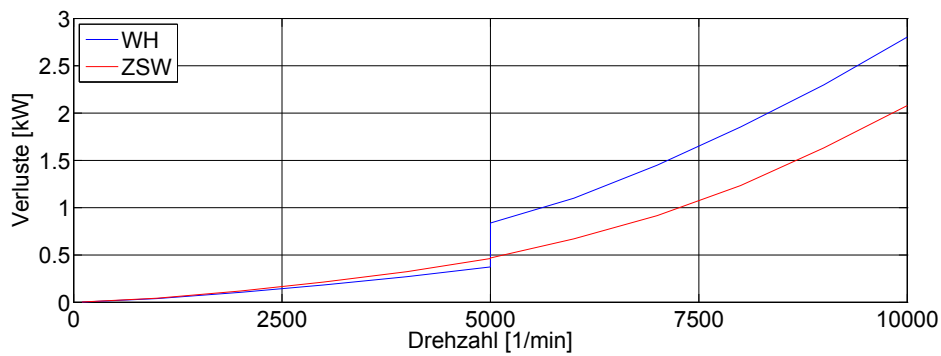


Abbildung 4.5: Vergleich der Verluste im Hochsetzsteller bzw. Z-Source

Bei höheren Drehzahlen wird die Zwischenkreisspannung hochgesetzt, was zu Verlusten am IGBT<sub>1</sub> des Hochsetzstellers führt. Aus diesem Grund steigen die Verluste des Hochsetzstellers beim Übergang aus dem Grunddrehzahlbereich sprunghaft an.

Die grundsätzliche Funktionsweise der Z-Source ist für die beiden Drehzahlbereiche gleich, an der Diode fallen nur Durchlassverluste an. Aus diesem Grund steigen die Verluste nur gemäß der ansteigenden Leistung.

### 4.2.3 Vergleich des Wechselrichters

An dieser Stelle werden die Verluste der Wechselrichter bei Bemessungsmoment ( $m_M = 150 \text{ Nm}$ ) verglichen. In Abbildung 4.6 sind die Verluste über der Drehzahl aufgetragen. Die Verluste des Wechselrichters des WHs sind blau und die des ZSWs rot aufgetragen.

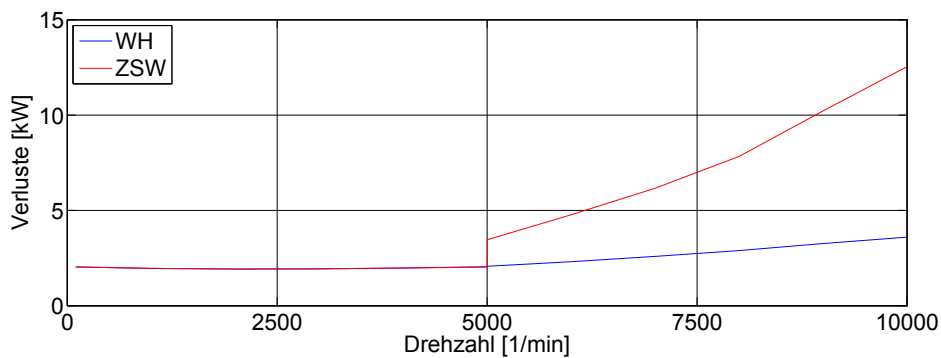


Abbildung 4.6: Vergleich der Verluste im Wechselrichter

Im Grunddrehzahlbereich stimmen die anliegende Zwischenkreisspannung und die Ansteuerung der Wechselrichter für beide Konfigurationen überein. Aus diesem Grund sind auch die Verluste gleich groß. Im Bereich der höheren Drehzahlen unterscheiden sich die Verluste erheblich.



Die Funktionsweise des Wechselrichters im WH bleibt bei höheren Drehzahlen gleich. Lediglich die Zwischenkreisspannung steigt an, was zu einer Erhöhung der Verluste führt.

Die Funktionsweise des Wechselrichters im ZSW ändert sich gegenüber dem Grunddrehzahlbereich grundlegend, wodurch es zu einem starken Anstieg der Verluste kommt.

Bei hohen Drehzahlen wird ein zusätzlicher Zustand, der Kurzschluss-Zustand, eingeführt. Dieser Zustand bewirkt in der Z-Source einen Kurzschluss der Kondensatoren über den Drosseln. Während dieses Kurzschlusses fließt ein hoher Strom durch die IGBTs des Wechselrichters und verursacht hohe Verluste. Ein weiterer Grund für die wesentlich höheren Verluste der Z-Source ist die erheblich höhere Zwischenkreisspannung, die an den IGBTs anliegt.

### 4.3 Untersuchung ausgewählter Arbeitspunkte

In den vorangegangenen Abschnitten wurden die Verluste im Gesamten und unterteilt nach Hochsetzsteller, Z-Source und Wechselrichtern betrachtet. An dieser Stelle wird die Belastung der einzelnen Halbleiter-Bauelemente an zwei Betriebspunkten genauer untersucht.

Für den gesamten Grunddrehzahlbereich ist die Verteilung der Verluste auf die einzelnen Halbleiter-Bauelemente der HOWs ähnlich. Um die Verteilung der Verluste für diesen Bereich darzustellen, wird der Bemessungspunkt ausgewählt. Ebenso ist die Verteilung für den gesamten Bereich höherer Drehzahlen ähnlich. Um sie für diesen Bereich darzustellen, wird der Arbeitspunkt mit maximaler Last ausgewählt.

#### 4.3.1 Verluste am Bemessungspunkt

Im Grunddrehzahlbereich ist die Zwischenkreisspannung gleich der Batteriespannung. Aus diesem Grund muss weder der Hochsetzsteller noch die Z-Source die Batteriespannung hochsetzen.

In diesem Abschnitt werden die mittleren Verluste am Bemessungspunkt dargestellt. Am Bemessungspunkt beträgt die Drehzahl  $5000 \frac{1}{\text{min}}$  und das Drehmoment 150 Nm. Im Folgenden werden die Simulationsergebnisse für den Bemessungspunkt für beide Konfigurationen gezeigt.

#### Wechselrichter mit Hochsetzsteller

Abbildung 4.7 zeigt die Verluste des WHs im Bemessungspunkt. Im ersten Diagramm sind die Verluste des Hochsetzstellers und im zweiten die Verluste des Wechselrichters

für jeweils ein IGBT und eine Diode dargestellt. Die Einschalt-, Ausschalt- und Durchlassverluste sind in jedem Balken durch unterschiedliche Farben kenntlich gemacht.

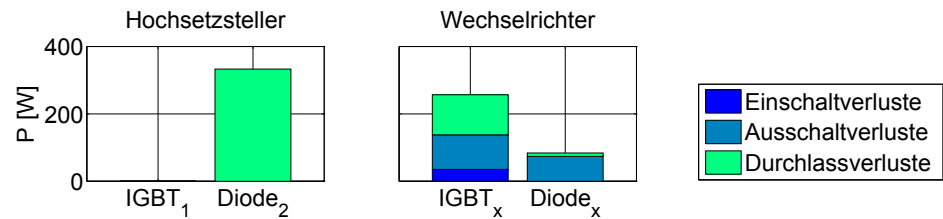


Abbildung 4.7: Verluste des WHs im Bemessungspunkt

Im Bemessungspunkt fließt zu keiner Zeit Strom durch IGBT<sub>1</sub> des Hochsetzstellers, somit fallen hier auch keine Verluste an. Während der gesamten Zeit fließt ein Strom durch Diode<sub>2</sub>, weshalb an dieser Durchlassverluste auftreten.

Im Gegensatz zum Hochsetzsteller schalten die IGBTs des Wechselrichters in jedem Arbeitspunkt. Somit treten hier sowohl an den IGBTs als auch an den Dioden Schalt- und Durchlassverluste auf.

Vergleicht man die Verluste der einzelnen Bauelemente der gesamten Anordnung, stellt man fest, dass Diode<sub>2</sub> des Hochsetzstellers am stärksten belastet ist. An diesem Bauelement ist demnach auch die höchste Sperrschichttemperatur zu erwarten.

### Z-Source-Wechselrichter

Die Verluste des ZSWs sind für den Bemessungspunkt in Abbildung 4.8 dargestellt. Im ersten Diagramm sind die Verluste der Z-Source, im zweiten die des Wechselrichters für jeweils ein IGBT und eine Diode aufgeführt. Entsprechend dem WH werden die Einschalt-, Ausschalt- und Durchlassverlusten in jedem Balken durch unterschiedliche Farben angezeigt.

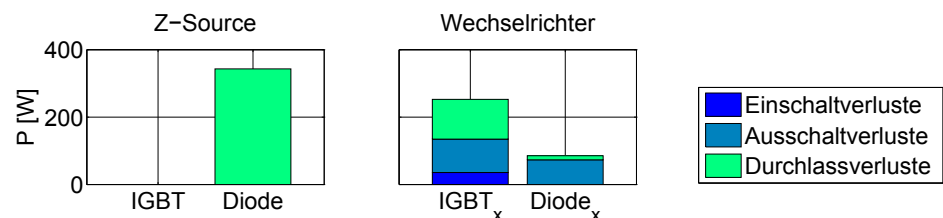


Abbildung 4.8: Verluste des ZSWs im Bemessungspunkt

Im Bemessungspunkt fließt ein konstanter Strom durch die Diode der Z-Source. An dieser kommt es nur zu Durchlassverlusten. Durch die schaltende Betriebsweise treten an den IGBTs und Dioden des Wechselrichters sowohl Schalt- als auch Durchlassverluste auf. Die Diode der Z-Source ist das am stärksten beanspruchte Bauelement.

## Vergleich der hochsetzenden Wechselrichter

Muss die Zwischenkreisspannung nicht hochgesetzt werden, stimmen der Schaltungsaufbau und somit auch die Ströme und Spannungen bei dem WH und dem Z-Source-Wechselrichter überein. Dadurch fallen die gleichen Verluste an den Halbleiter Bauelementen an.

### 4.3.2 Verluste bei maximaler Last

Bei maximaler Last muss sowohl der Hochsetzsteller als auch die Z-Source eine höhere Zwischenkreisspannung erzeugen. Ihre Höhe unterscheidet sich im gewählten Arbeitspunkt für die beiden HOWs. Ihre Höhe hängt bei beiden sowohl von der Drehzahl, als auch vom Drehmoment ab.

In diesem Abschnitt werden die mittleren Verluste bei maximaler Last dargestellt. Die Drehzahl beträgt dabei  $10000 \frac{1}{\text{min}}$  und das Drehmoment 150 Nm.

#### Wechselrichter mit Hochsetzsteller

Abbildung 4.9 zeigt die Verluste des WHs bei maximaler Last. Im ersten Diagramm sind die Verluste des Hochsetzstellers und im zweiten die Verluste des Wechselrichters für jeweils ein IGBT und eine Diode dargestellt.

Beim Hochsetzen fließt der Strom abwechselnd durch die Diode und den IGBT des Hochsetzstellers. Aus diesem Grund treten an diesem Arbeitspunkt sowohl Schalt- als auch Durchlassverluste auf. Durch die schaltende Betriebsweise kommt es an den Halbleitern des Wechselrichters ebenfalls zu Schalt- und Durchlassverluste.

Aus der Abbildung ist ersichtlich, dass in diesem Arbeitspunkt sowohl der IGBT als auch die Diode des Hochsetzstellers wesentlich stärker belastet werden, als die Halbleiter des Wechselrichters.

Vergleicht man die Verluste bei maximaler Last mit denen am Bemessungspunkt (Abbildung 4.7), stellt man fest, dass sie stark angestiegen sind. Die höheren Verluste im Hochsetzsteller resultieren aus den zusätzlichen Verlusten im IGBT<sub>1</sub> und den höheren Durchlass- und Schaltverlusten der Diode<sub>2</sub>, bedingt durch den höheren Strom. Die höheren Verluste in den Halbleiter-Bauelementen resultieren aus der höheren Zwischenkreisspannung.

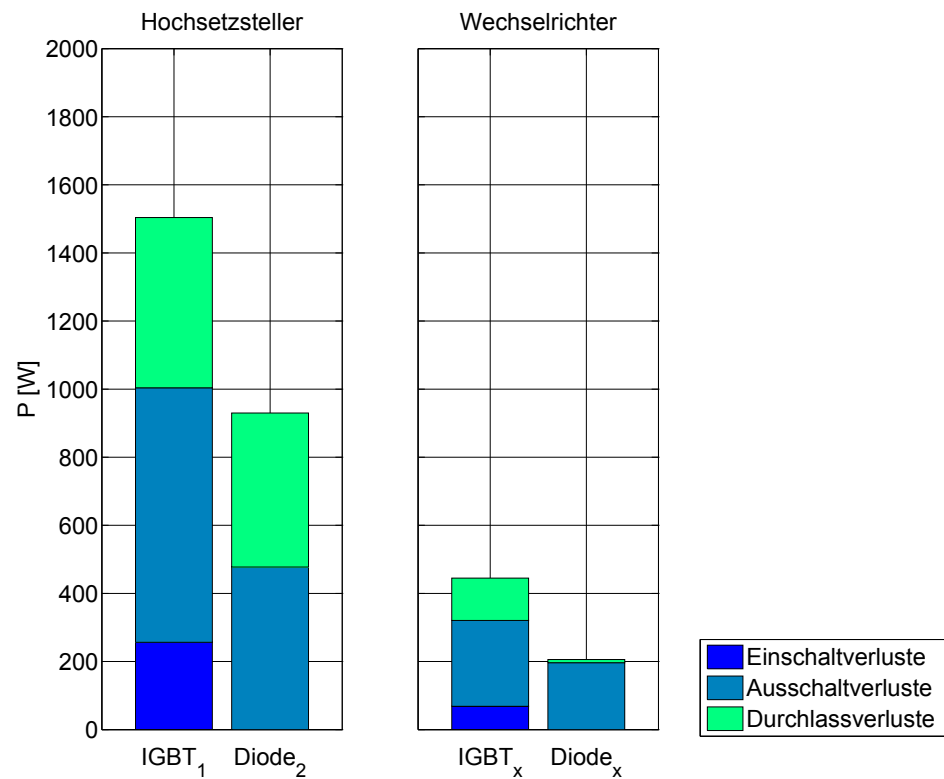


Abbildung 4.9: Verluste des WHs bei maximaler Last

### Z-Source-Wechselrichter

Abbildung 4.10 zeigt die Verluste des ZSWs bei maximaler Last. Im ersten Diagramm sind die Verluste der Z-Source und in dem zweiten die Verluste des Wechselrichters für jeweils ein IGBT und eine Diode dargestellt.

Beim Hochsetzen fließt kein kontinuierlicher Strom durch die Diode der Z-Source, da im Kurzschluss-Zustand der Stromfluss unterbrochen wird. Dennoch treten nur Durchlass- und keine Schaltverluste auf. Dieses Verhalten ist damit zu erklären, dass der Strom von der Batterie auf die Spule wegen des endlichen Stromanstiegs der Drossel nur langsam kommutieren kann. Beim Abschalten fließt somit nahezu kein Strom durch die Diode.

Vergleicht man die Verluste des ZSWs bei maximaler Last mit denen im Bemessungspunkt (Abbildung 4.8), fallen mehrere Dinge auf. Die Durchlassverluste an der Diode der Z-Source sind bei maximaler Last wesentlich höher als im Bemessungspunkt. Dies ist mit der höheren umgesetzten Leistung und dem daraus resultierenden höheren Strom zu erklären. Ein weiterer auffallender Punkt ist, dass sich die Verluste der IGBTs des Wechselrichters vervielfacht haben. Dies liegt einerseits an dem höheren Strom und andererseits an dem Kurzschluss-Strom. Einen weiteren Beitrag liefert die wesentlich höhere Zwischenkreisspannung bei diesem Arbeitspunkt.

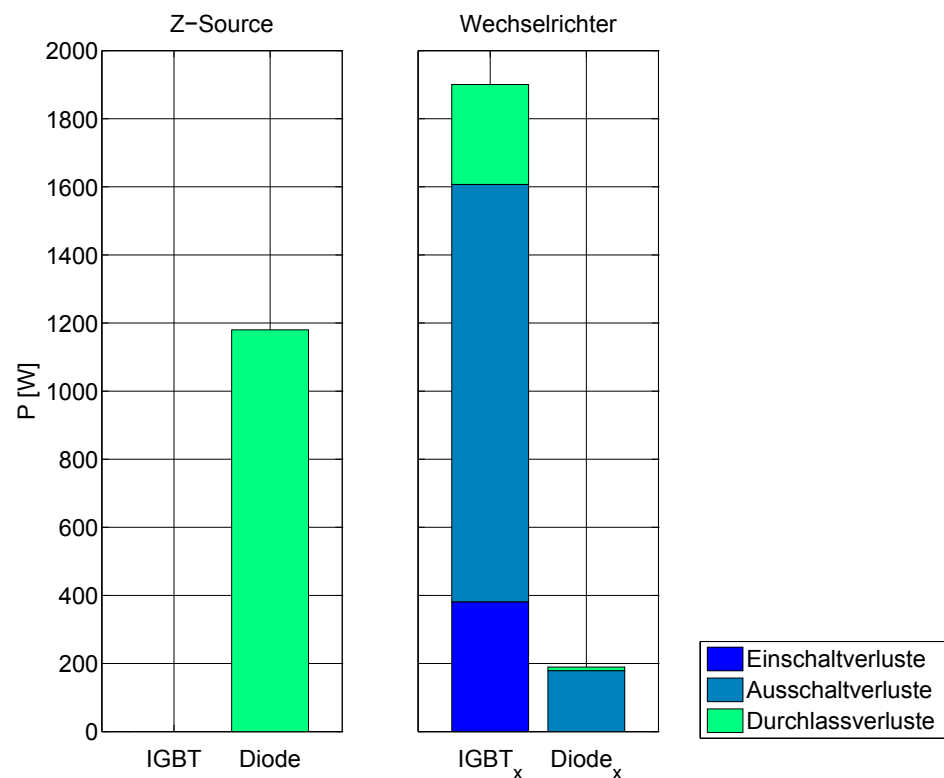


Abbildung 4.10: Verluste des ZSWs bei maximaler Last

### Vergleich der hochsetzenden Wechselrichter

Beim Vergleich der Verluste bei maximaler Last fällt auf, dass sich die Verluste bei den HOWs sehr unterschiedlich verteilen. Beim WH wird der Hochsetzsteller und beim ZSW der Wechselrichter wesentlich stärker belastet. Da der Wechselrichter aus weit mehr Halbleiter-Bauelementen besteht als der Hochsetzsteller, sind die Gesamtverluste des ZSWs wesentlich höher als die des WHs.

## 4.4 Möglichkeiten für die Reduktion

Es besteht die Möglichkeit, die Höhe der Verluste der Halbleiter-Bauelemente zu senken und somit den Wirkungsgrad zu verbessern.

Schaltverluste stellen einen großen Anteil der Verluste der Halbleiter-Bauelemente dar. Um die Verluste zu reduzieren, kann die Schaltfrequenz der Halbleiter-Bauelemente gesenkt werden. Es muss allerdings beachtet werden, dass sich die Änderung der Schaltfrequenz auf die Dimensionierung der passiven Bauelemente und den Oberwellenanteil im System auswirkt (vgl. Abschnitt 3.3).

Die Schaltfrequenz von Hochsetzsteller und Wechselrichter ist in der vorliegenden Arbeit gleich hoch gewählt worden. Werden die Halbleiter-Bauelemente von Hochsetz-

steller und Wechselrichter unterschiedlich stark belastet, könnte die Schaltfrequenz in den geringer belasteten Halbleiter-Bauelementen höher gewählt werden, um so den Oberwellenanteil zu verringern.

Ein großer Teil der Verluste des ZSWs entsteht im Wechselrichter. Ein Teil dieser Verluste ist auf den Kurzschluss-Zustand, bei dem die Kondensatoren der Z-Source über den Drosseln kurzgeschlossen werden, zurückzuführen. Beim Kurzschluss-Zustand, werden alle IGBTs des Wechselrichters leitend geschaltet, damit sich der Strom, der zwischen den Kondensatoren und den Drosseln fließt, gleichmäßig auf alle Zweige verteilt und sich alle Halbleiter in gleichem Maße erwärmen. Diese Ansteuerung hat zur Folge, dass beim Ein- und Ausschalten des Kurzschluss-Zustandes Schaltverluste an allen IGBTs des Wechselrichters entstehen. Alternativ zu der bisherigen Ansteuerungsmethode könnte man bei dem Kurzschluss-Zustand zunächst einen Zweig des Wechselrichters leitend schalten und die übrigen Zweige erst ein wenig später zuschalten. Dadurch ist es eventuell möglich die Schaltverluste zu reduzieren.

# Kapitel 5

## Thermisches Verhalten

Wie in den vorherigen Abschnitten gezeigt, treten an den Halbleiter-Bauelementen Verluste auf. Diese führen zu einer Erwärmung der Sperrschicht und des gesamten Halbleiters. Um die Wärme, die in den Halbleiter-Bauelementen entsteht, abzuführen und somit die Temperatur der HOWs zu verringern, werden die IGBT-Module auf einem Kühlkörper angebracht. Dieser wird mit Wasser gekühlt.

Während des gesamten Betriebes muss gewährleistet werden, dass die Sperrschichttemperatur den maximalen Wert von  $T_{j,max}$  nicht überschreitet, da der HL sonst irreparabel geschädigt wird. Um eine Aussage über die Temperatur der Sperrschicht machen zu können, wird das thermische Verhalten der Halbleiter und des Kühlkörpers mit Hilfe eines thermischen Netzwerks berechnet.

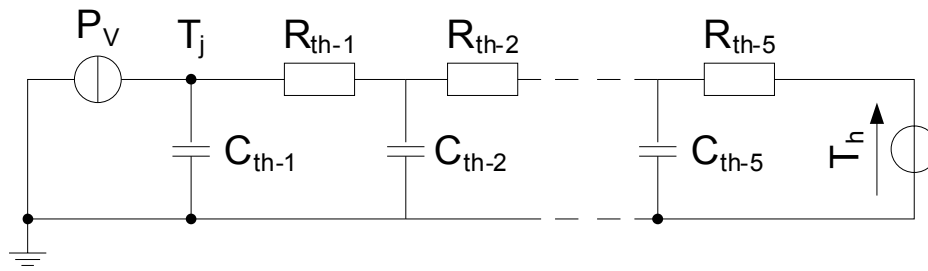
Ist der Verlauf der Sperrschichttemperatur bekannt, lassen sich Rückschlüsse auf Zuverlässigkeit der Bauelemente ziehen.

### 5.1 Thermisches Netzwerk

Das thermische Verhalten der Halbleiter-Bauelemente und der Kühlkörper wird mit einem eindimensionalen thermischen Netzwerk modelliert. Das thermische Verhalten jedes Halbleiters wird einzeln mit dem sogenannten Foster-Modell berechnet. Das Modell ist in Abbildung 5.1 dargestellt. [25]

Der thermische Widerstand des Kühlkörpers ist sehr stark von seinen geometrischen Eigenschaften und von der Art der Umströmung abhängig. Da die Daten des Kühlkörpers noch nicht bekannt sind, wird die Annahme getroffen, dass dieser eine konstante Temperatur von  $T_h = 60^\circ C$  hat.

Aus den Datenblättern der IGBT-Module lassen sich die thermischen Widerstände zwischen der Sperrschicht und dem Kühlkörper herleiten. Die thermischen Widerstände und Kapazitäten des verwendeten IGBT-Moduls sind in Anhang A angegeben. Mit



$P_V$	...	Gesamtverluste
$T_j$	...	Sperrschichttemperatur des Halbleiters
$R_{th}$	...	thermischer Widerstand
$C_{th}$	...	thermische Kapazität
$T_h$	...	Temperatur des Kühlkörpers

Abbildung 5.1: Thermisches Netzwerk der Halbleiter-Bauelemente

Hilfe des thermischen Netzwerkes kann die Sperrschichttemperatur der Halbleiter-Bauelemente ermittelt werden, die sich für eine bestimmte Schaltfrequenz an einem bestimmten Arbeitspunkt einstellt. Um beim Betrieb unerwartete Spitzenströme abfangen zu können, wird die maximal zulässige Temperatur  $T_{j,zul}$  bei der Simulation  $25^\circ\text{C}$  unter der Maximaltemperatur  $T_{j,max}$  festgelegt, ab der eine Schädigung des Halbleiters auftritt. [23]

Bei dem oben vorgestellten thermischen Netzwerk wird jeder Halbleiter mit einem eigenen Kühlkörper modelliert. In der Realität sind alle Halbleiter auf einem gemeinsamen Kühlkörper montiert, wodurch auch Wärmeströme zwischen den einzelnen Halbleiter-Bauelementen auftreten. Die Vereinfachung bei der Modellierung des thermischen Netzwerkes führt zu Ungenauigkeiten bei der Berechnung der Temperatur.

## 5.2 Sperrschichttemperaturen

Das vorgestellte thermische Netzwerk wird mit Hilfe der Toolbox Plecs implementiert. Die im vorherigen Abschnitt berechneten Verluste werden direkt an das thermische Netzwerk übergeben, das daraus die Sperrschichttemperatur berechnet. In diesem Abschnitt werden die Ergebnisse der Simulation dargestellt und ausgewertet. Zunächst wird die Sperrschichttemperatur aller Halbleiter-Bauelemente der HOWs in Abhängigkeit von der Drehzahl dargestellt und ausgewertet. Anschließend wird der zeitliche Verlauf der Sperrschichttemperatur untersucht. Abschließend werden Möglichkeiten für die Reduktion der Temperatur vorgestellt.

Für die Auslegung der HOWs ist die maximale Sperrschichttemperatur ausschlaggebend. Bei vorgegebener Drehzahl ergibt sich die höchste Temperatur bei dem maximal



zulässigen Drehmoment. Aus diesem Grund werden in diesem Abschnitt die Temperaturen bei maximalem Drehmoment untersucht.

### 5.2.1 Vergleich der Sperrschichttemperaturen

Für die Untersuchung der Sperrschichttemperaturen werden beide HOWs an verschiedenen Arbeitspunkten simuliert. Dabei wird das Drehmoment des Motors konstant beim Bemessungsmoment gehalten und die Drehzahl von  $100 \frac{1}{\text{min}}$  auf  $10000 \frac{1}{\text{min}}$  erhöht.

#### Hochsetzsteller und Z-Source

In Abbildung 5.2 ist die Sperrschichttemperaturen der Halbleiter des Hochsetzstellers bzw. der Z-Source bei Bemessungsmoment über der Drehzahl dargestellt. Die Halbleiter des Hochsetzstellers sind blau und die der Z-Source rot aufgetragen.

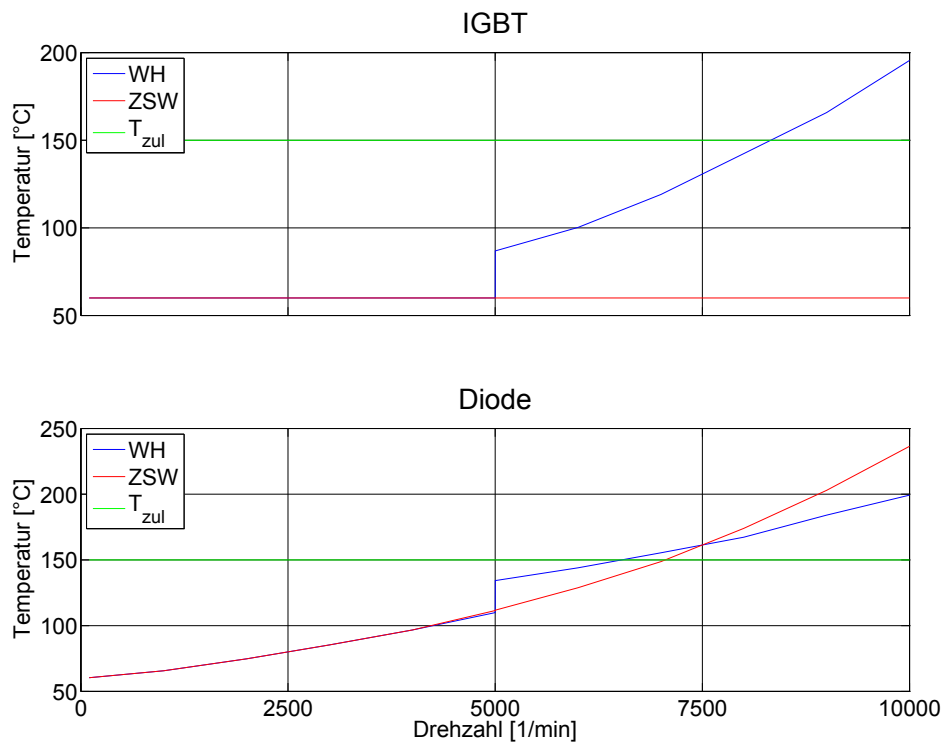


Abbildung 5.2: Sperrschichttemperaturen am Hochsetzsteller bzw. an der Z-Source

IGBT<sub>1</sub> des Hochsetzstellers hat im Grunddrehzahlbereich die Temperatur des Kühlkörpers 60 °C und steigt für höhere Drehzahlen entsprechend der Verluste an. Der IGBT der Z-Source wird für den motorischen Betrieb nicht benötigt und hat somit die Temperatur des Kühlkörpers.

Im Grunddrehzahlbereich stimmen die Verluste und somit auch die Temperatur der Dioden in Hochsetzsteller und der Z-Source überein. Die Temperatur von Diode<sub>2</sub> des

Hochsetzstellers steigt beim Übergang in den Bereich höherer Drehzahlen sprunghaft und danach gleichmäßig weiter an. Die Verluste der Diode der Z-Source steigen im Bereich höherer Drehzahl gleichmäßig weiter.

IGBT<sub>1</sub> und Diode<sub>2</sub> des Hochsetzstellers und die Diode der Z-Source überschreiten für hohe Drehzahlen die maximal zulässige Sperrschichttemperatur von 150 °C. Im realen Betrieb würden sie zerstört werden.

## Wechselrichter

In der Abbildung 5.3 sind die Sperrschichttemperaturen der Halbleiter der Wechselrichter bei Bemessungsmoment über der Drehzahl dargestellt. Die Halbleiter des WHs sind blau und die des ZSWs rot aufgetragen.

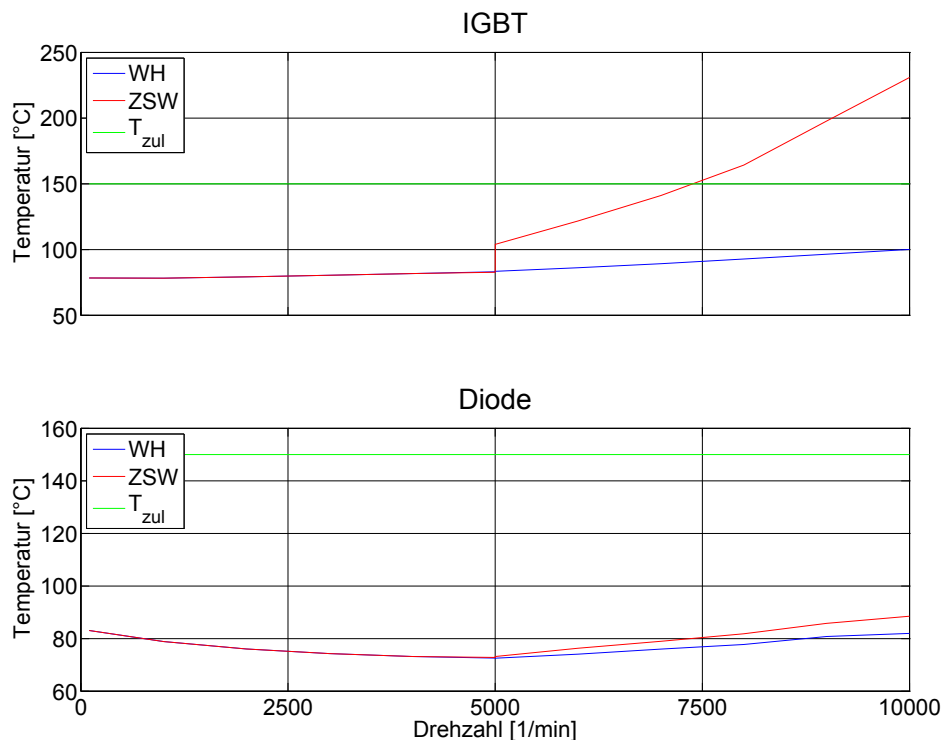


Abbildung 5.3: Sperrschichttemperaturen an den Wechselrichtern

Im Grunddrehzahlbereich stimmen die Verluste der IGBTs und Dioden des Wechselrichters überein. Damit sind auch die Sperrschichttemperaturen der Halbleiter-Bauelementen gleich hoch. Die Temperatur der IGBTs liegt bei etwa 80 °C. Im Grunddrehzahlbereich sinken die Verluste der Dioden des Wechselrichters. Dies bedingt auch einen Temperaturabfall der Sperrschicht der Dioden.

Im Bereich höherer Drehzahlen unterscheiden sich sowohl die Verluste, als auch die Temperaturen der Halbleiter-Bauelemente erheblich. Wegen der Verluste steigt die

Sperrschichttemperatur des IGBTs und der Diode des WHs gleichmäßig an. Die Verluste der IGBTs des ZSWs steigen bei dem Übergang in den Bereich höherer Drehzahlen sprunghaft an und erhöhen sich auch danach stark weiter. Dies bedingt einen starken Temperaturanstieg der Sperrschicht der IGBTs.

Die IGBT des Wechselrichters des ZSWs überschreiten die maximale Sperrschichttemperatur und würden im realen Betrieb somit zerstört werden.

### 5.2.2 Zeitlicher Verlauf der Sperrschichttemperaturen

Die unterschiedliche Ansteuerung der beiden Wechselrichter hat Auswirkungen auf die Temperatur der Halbleiter-Bauelemente. Um diese zu verdeutlichen, wird der Zeitverlauf der Sperrschichttemperaturen von zwei IGBTs der Wechselrichter verglichen. Bei einer Drehzahl von  $6000 \frac{1}{\text{min}}$  und einem Drehmoment von 150 Nm sind die sich ergebenden Unterschied sehr gut zu erkennen.

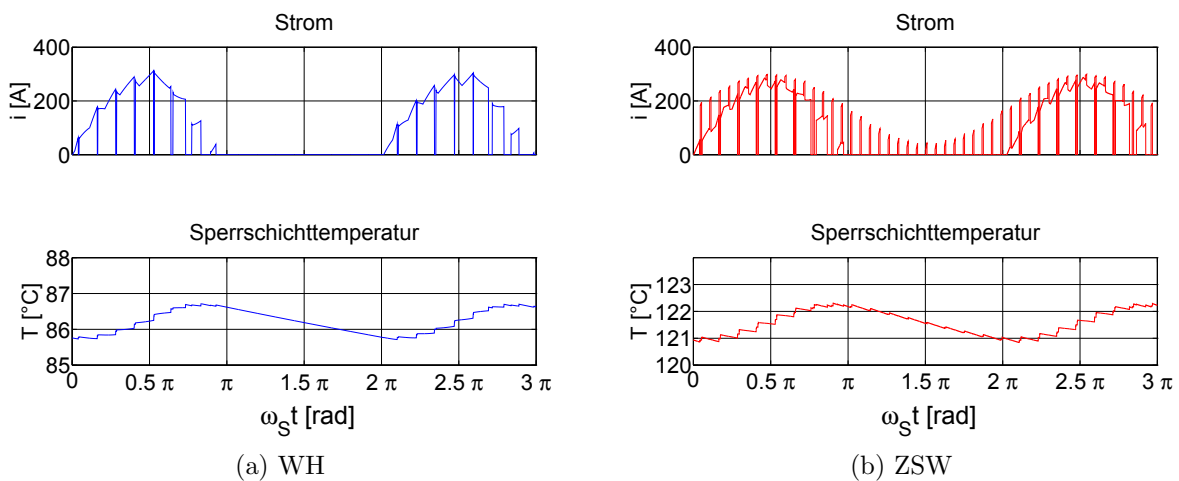


Abbildung 5.4: Strom und Sperrschichttemperatur an IGBT<sub>1</sub> des Wechselrichters

### Wechselrichter mit Hochsetzsteller

Der Strom und die Sperrschichttemperatur durch IGBT<sub>1</sub> des Wechselrichters des WHs ist in Abbildung 5.4a dargestellt. Durch den Strom, der in der ersten Hälfte der Periode durch den IGBT fließt, entstehen Durchlass- und Schaltverluste. In der zweiten Hälfte fließt kein Strom und somit entstehen auch keine Verluste. Durch die Verluste in der ersten Hälfte der Periode steigt die Temperatur im IGBT zunächst an und fällt dann in der zweiten Hälfte der Periode wieder ab.

Bei den Schaltvorgängen steigt die Temperatur sprunghaft an. Fließt ein Strom durch den IGBT steigt die Sperrschichttemperatur nur leicht an. Aus diesem Verhalten ist

ersichtlich, dass die Schaltverluste, die beim Ein- und Ausschalten des IGBTs entstehen, wesentlich höher als die Durchlassverluste sind.

Wie in der Abbildung zu sehen ist, stimmt die Temperatur zum Zeitpunkt 0 mit der zum Zeitpunkt  $2\pi$  überein. Damit ist der Halbleiter thermisch eingeschungen.

### **Z-Source-Wechselrichter**

Der Strom und die Sperrschichttemperatur durch IGBT<sub>1</sub> des Wechselrichters des ZSWs ist in Abbildung 5.4b dargestellt. Die Belastung des IGBTs im ZSW unterscheidet sich stark von der des WHs. Neben dem Strom für die Speisung des Motors fließt in diesem Bauelement während des Kurzschluss-Zustands ein zusätzlicher Strom. Der Kurzschluss-Zustand tritt in regelmäßigen Abständen während der ganzen Periode auf.

Der zusätzliche Strom führt zu zusätzlichen Verlusten und somit zu einer stärkeren Erwärmung der Sperrschicht. Darüber hinaus hat die Sperrschicht im Gegensatz zum WH nicht die Möglichkeit, sich in der zweiten Hälfte der Periode ohne zwischenzeitliche Erwärmung abzukühlen, da auch in dieser Zeit ein Kurzschluss-Strom fließt.

### **5.2.3 Senkung der Sperrschichttemperaturen**

Die Temperatur der Sperrschicht bei mehreren Bauelementen überschreitet die maximal zulässige Grenze. Neben der Verringerung der Verluste kann die Sperrschichttemperatur durch die Verbesserung der Kühlleistung, eine drehzahlabhängige Drehmomentenbegrenzung und durch die gezielte Auswahl von IGBT-Modulen gesenkt werden.

Eine einfache Möglichkeit die Sperrschichttemperatur zu senken, ist eine Drehmomentenbegrenzung in Abhängigkeit von der Drehzahl. Ähnlich wie bei der Feldschwächung kann eine maximale Leistung festgelegt werden und das maximale Drehmoment in Abhängigkeit von der Drehzahl angegeben werden.

In der vorliegenden Arbeit wird von einer aktiven Kühlung des HOWs ausgegangen. Die Halbleiter-Bauelemente werden dabei auf einen Kühlkörper montiert. Dieser wird aktiv durch Kühlflüssigkeit gekühlt. Der Kühlkreislauf lässt sich beispielsweise durch die Vergrößerung der Kühlkörperoberfläche oder die bessere Kühlung der Kühlflüssigkeit verbessern. Durch diese Maßnahmen würde sich der Wärmestrom in den Halbleitern erhöhen und die Sperrschichttemperatur verringern.

Eine weitere Möglichkeit die Temperatur der Sperrschicht zu verringern, ist die Wahl eines IGBT-Moduls mit größerer Siliziumfläche. Durch die größere Siliziumfläche kann mehr Wärme von der Sperrschicht abgeführt werden und die Temperatur verringert sich.

In der vorliegenden Diplomarbeit wurden alle IGBT-Module im WH bzw. im ZSW gleich dimensioniert. Die Ergebnisse der Simulation zeigen, dass die Halbleiter-Bau-elemente innerhalb der WH bzw. des ZSWs unterschiedlich belastet werden (vgl. die Abbildungen 4.9 und 4.10). Es sollte bedacht werden unterschiedliche Halbleiter-Bau-elemente in den verschiedenen Teilen der HOWs zu verwenden.

## 5.3 Auswertung des Temperaturverhaltens

### 5.3.1 Methode der Auswertung

Mit Hilfe der berechneten Verluste am Halbleiter und des aufgestellten thermischen Netzwerkes lässt sich der zeitliche Verlauf der Sperrschichttemperatur eines Halbleiters berechnen. Dieser Zeitverlauf wird im Folgenden genutzt, um zwei wichtige Ursachen für den Ausfall der Halbleiter zu untersuchen. [26]

Einerseits lässt sich aus dem Zeitverlauf der Sperrschichttemperatur sehr schnell überprüfen, ob der maximal zulässige Wert für die Sperrschicht  $T_{j,max}$  eingehalten wird. Andererseits lässt sich aus dem Temperaturverlauf eine Aussage zur Ausfallwahrscheinlichkeit des Halbleiters machen. Durch die zyklisch wechselnden Verluste in einem Halbleiter kommt es zur Erwärmung und Abkühlung der Dioden und IGBTs. Durch die unterschiedlichen Wärmeausdehnungs-Koeffizienten der Halbleiter-Komponenten führen die zyklischen Temperaturschwankungen zu mechanischen Belastungen innerhalb der Halbleiter.

Die Anzahl der Zyklen, die ein Bauelement erträgt, hängt von ihrer Temperatur und der Temperaturschwankung ab, der es unterworfen ist. In den meisten Fällen löst sich durch die Temperaturschwankungen der Bonddraht. [26]

Nach [26] kann die mittlere Zyklenzahl mit der Gleichung 5.1 angegeben werden.

$$N_f = A \Delta T_j^\alpha \exp\left(\frac{Q}{R T_m}\right) \text{ mit } 30 \text{ K} < \Delta T_j < 80 \text{ K} \quad (5.1)$$

$N_f$	...	Zyklenzahl vor Ausfall
$\Delta T_j$	...	Schwankungsbreite der Temperatur
$T_m$	...	mittlere Halbleiter-Temperatur
$R$	...	Gaskonstante
$A, \alpha, Q$	...	Konstanten

### 5.3.2 Auswertung der Ergebnisse

Abbildung 5.5 zeigt die Schwankung der Sperrschichttemperatur für alle Halbleiter-Bauelemente der HOWs. Dabei sind die Bauelemente des WHs blau und die des ZSWs rot dargestellt.

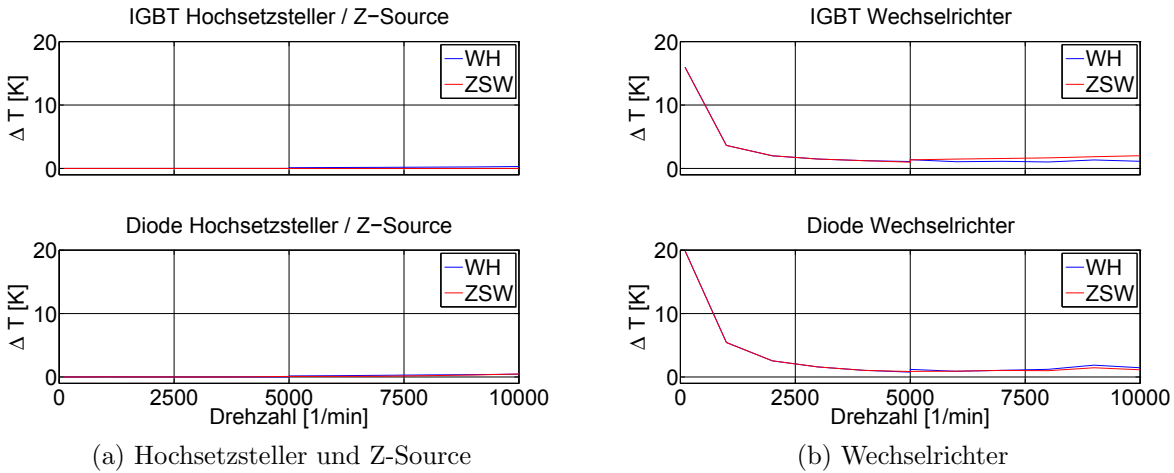


Abbildung 5.5: Schwankung der Sperrschichttemperaturen

In dem Diagramm fällt auf, dass die Temperaturschwankungen sich für den WH und den ZSW nicht nennenswert unterscheiden. Die Temperatur der Bauelemente des Wechselrichters schwanken für niedrige Drehzahlen um bis zu 20 K. Alle anderen Temperaturschwankungen liegen bei einem Wert von 5 K.

Die vorgestellte Gleichung kann nur für Temperaturschwankungen zwischen 30 K und 80 K angewendet werden. Die berechneten Schwankungen liegen damit außerhalb des Gültigkeitsbereiches der Gleichung. Trotzdem lässt sich eine Tendenz für die Bauelementezuverlässigkeit aus ihr ableiten. Je größer die mittlere Temperatur, desto größer ist die Wahrscheinlichkeit des Bauelementeausfalls.

In Tabelle 5.1 ist die Zuverlässigkeit der Halbleiter-Bauelemente verglichen.

			Anzahl	WH	ZSW
Hochsetzsteller/ Z-Source	IGBT	1	- -	+ +	
	Diode	1	+ -	+ -	
Wechselrichter	IGBT	6	+ +	- -	
	Diode	6	+ -	+ -	

++ ... besser als WH bzw. ZSW

-- ... schlechter als WH bzw. ZSW

+ - ... gleich WH bzw. ZSW

Tabelle 5.1: Vergleich der Bauelementezuverlässigkeit

Aus der Tabelle zeigt sich, dass sich nur für die IGBT nennenswerte Unterschiede in der Bauelementezuverlässigkeit zeigen. Bei dem Vergleich von Hochsetzsteller und Z-Source ist zu sehen, dass ein IGBT des Hochsetzstellers stark belastet wird, der IGBT der Z-Source hingegen gar nicht belastet wird. Ob die Diode des Hochsetzstellers oder die der Z-Source stärker belastet wird, hängt von der Drehzahl des Motors ab.

Vergleicht man die Belastung der beiden Wechselrichter, stellt man fest, dass die IGBT des ZSWs wesentlich stärker belastet werden, als die des WHs. Auch die Dioden des ZSWs sind stärker belastet. Bei diesen ist der Unterschied zu denen des WHs aber gering.

Insgesamt zeigt sich, dass die sechs IGBT des Wechselrichters bei dem WH wesentlich geringer belastet sind als bei dem ZSW. Allerdings ist die Belastung des IGBTs im Hochsetzsteller bei dem WH wesentlich höher. Die Belastung aller Dioden liegt für beide HOWs im selben Bereich.

# Kapitel 6

## Zusammenfassung und Ausblick

In der vorliegenden Diplomarbeit wurden zwei hochsetzende Wechselrichter (HOW) für den Antrieb eines Elektrofahrzeugs im motorischen Betrieb verglichen. Zunächst wurde die Funktionsweise des Wechselrichters mit Hochsetzsteller (WH) und des Z-Source-Wechselrichters (ZSW) erläutert. Danach wurden Bauelemente für beide HOWs ausgewählt. Anschließend wurden die Verluste und das Temperaturverhalten der ausgewählten Konfigurationen mit Matlab simuliert und analysiert.

An dieser Stelle werden die wichtigsten Ergebnisse der Diplomarbeit zusammengefasst und bezüglich der Kriterien Wirkungsgrad, Zuverlässigkeit und Fertigungsaufwand verglichen. Desweiteren werden die identifizierten Probleme noch einmal aufgegriffen und eine Wertung der Ergebnisse vorgenommen. Zuletzt folgt ein Ausblick für weitere Arbeiten.

### **Wirkungsgrad**

Im Grunddrehzahlbereich ist die Funktionsweise von WH und ZSW gleich. Deswegen treten hier annähernd gleich große Verluste für beide HOWs auf. Oberhalb des Grunddrehzahlbereiches unterscheidet sich die Funktionsweise von WH und ZSW erheblich. Die Verluste des ZSWs sind für alle untersuchten Arbeitspunkte wesentlich höher als die des WHs.

Für den Grunddrehzahlbereich ergibt sich bei der Simulation für beide HOWs ein Wirkungsgrad von maximal 97 % im Bemessungspunkt. Der Wirkungsgrad für niedrigere Drehzahlen ist teilweise erheblich geringer. Oberhalb des Grunddrehzahlbereiches ergibt sich für den WH ein Wirkungsgrad zwischen 96 % und 96,5 % und für den ZSW zwischen 92 % und 95,5 %.

Damit ist der Wirkungsgrad des WHs größer oder gleich dem Wirkungsgrad des ZSWs.



## Zuverlässigkeit

Mit der betrachteten Berechnungsmethode ist keine Aussage über die absolute Lebensdauer der Halbleiter-Bauelemente möglich. Allerdings lässt die mittlere Sperrschichttemperatur eine Aussage über die relative Lebensdauer zu.

Insgesamt zeigt sich, dass die sechs IGBT des Wechselrichters bei dem WH wesentlich geringer belastet sind als bei dem ZSW. Allerdings ist die Belastung des IGBTs im Hochsetzsteller im Vergleich zum ZSW wesentlich höher. Die Belastung aller Dioden liegt für beide HOWs im selben Bereich.

## Fertigungsaufwand

Die Bauelemente, die für die beiden HOWs ausgewählt wurden, sind in Tabelle 6.1 aufgelistet.

	WH	ZSW
IGBT	8 $U_{CES} = 1200 \text{ V}$	7 $U_{CES} = 1200 \text{ V}$
Drossel	1 $L_{HSS} = 250 \mu\text{H}$	2 $L_{ZSI} = 150 \mu\text{H}$
Kondensator	1 $C_{HSS} = 2,5 \text{ mF}$	2 $C_{ZSI} = 0,25 \text{ mF}$

Tabelle 6.1: Benötigte Bauelemente für die HOWs

Aus der Tabelle ist ersichtlich, dass für den ZSW ein IGBT weniger benötigt wird als für den WH. Allerdings hat die Simulation gezeigt, dass die IGBT im Wechselrichter des ZSWs wesentlich stärker belastet werden als die des WHs. Die passiven Komponenten der Z-Source fallen wesentlich kleiner aus als die des Hochsetzstellers, jedoch werden bei der Z-Source jeweils zwei Drosseln und Kondensatoren benötigt.

Aufgrund der Größe der passiven Bauelemente zeigen sich leichte Vorteile für den ZSW.

## Probleme

In der Diplomarbeit wurden zwei Probleme bei der aktuellen Auslegung der HOWs identifiziert: Einerseits überschreitet die Zwischenkreisspannung des ZSWs den Niederspannungsbereich und ist somit für den Einsatz im Kraftfahrzeugbereich ungeeignet. Andererseits überschreitet die Sperrschichttemperatur mehrerer Halbleiter-Bauelemente den maximal zulässigen Wert. Für beide Probleme wurden Lösungsmöglichkeiten vorgestellt.

## Wertung

Sowohl der Wirkungsgrad als auch die Zuverlässigkeit ist bei dem WH höher als bei dem ZSW. Darüber hinaus bringt der ZSW durch die sehr hohe Zwischenkreisspannung und

die höhere Belastung der IGBTs weitere Probleme mit sich. Die geringfügigen Vorteile bei der Auslegung der HOWs können die genannten Nachteile nicht kompensieren. Nach dem umfangreichen Vergleich der beiden hochsetzenden Wechselrichter würde der Autor dieser Arbeit den Wechselrichter mit Hochsetzsteller für die gegebene Aufgabe bevorzugen.

### **Ausblick**

Die beiden WH wurden in der vorliegenden Diplomarbeit genau untersucht. Allerdings müssen einige Aspekte insbesondere des ZSWs in einer anschließenden Arbeit geklärt werden.

Eines der Probleme für den ZSW sind die hohen Verluste an den Halbleiter-Bauelementen. Durch die Verbesserung der Ansteuerung ist eine Reduktion der Verluste möglich. Danach sollte der Vergleich mit dem WH wiederholt werden.

In dieser Arbeit wurden in den HOWs Zwei-Level-Wechselrichter verwendet. Es sollte untersucht werden, wie sich die Verwendung von Drei-Level-Wechselrichtern auf die Höhe der Verluste auswirkt.

# Literaturverzeichnis

- [1] Naunin, D.: *Hybrid-, Batterie- und Brennstoffzellen-Elektrofahrzeuge*, 4. Aufl. Renningen, Expert Verlag, 2007
- [2] Hofer, K.: *Elektrotraktion - Elektrische Antriebe in Fahrzeugen*, 1. Aufl., VDE Verlag, Berlin, 2006
- [3] Schröder, D.: *Elektrische Antriebe 4 - Leistungselektronische Schaltungen*, Springer-Verlag, 1998
- [4] Michel, M.: *Leistungselektronik - Einführung in Schaltungen und deren Verhalten*, 3. Aufl. Berlin Heidelberg, Springer-Verlag, 2006
- [5] TU Dresden, Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik, Elektrotechnisches Institut, Professur für Leistungselektronik: *Leistungselektronik Skript Teil 3 - Selbstgeführte Leistungselektronische Schaltungen*, maschinenschriftlich, 2006
- [6] Jeong, Y.: *Modeling and Control of Chopper Linked to AC Drive System for Hybrid Electric Vehicles*
- [7] Frei, B.: *Regelung eines elektromechanischen Getriebes für Hybridfahrzeuge*, Aachen, Shaker Verlag, 2006
- [8] Quang, N. P., Dittrich, J.-A.: *Praxis der feldorientierten Drehstrom-Antriebsregelungen*, 2. Aufl., Renningen-Malmsheim, 1999
- [9] Jenni, F., Wüest, D.: *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*, Zürich, vdf Hochschulverlag AG an der ETH Zürich und B.G. Teubner Stuttgart, 1995
- [10] Tenner, St.: *Sparzwischenkreisumrichter mit hoher elektrischer Auslastung für elektrische Getriebe in Elektro- und Hybridfahrzeugen*, Diplomarbeit, TU Dresden, 2009
- [11] Peng, F. Z.: *Z-Source Inverter*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 2, pp 504-510, März/April 2003
- [12] Peng, F. Z., Shen, M., Qian, Z: *Maximum Boost Control of the Z-Source Inverter*, Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, Vol. 1, pp 255-260, 2004
- [13] Shen, M., Wang, J., Peng, F. Z., Tolbert, L. M., Adams, D. J.: *Maximum Constant Boost Control of the Z-Source Inverter*, 39th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, Vol. 1-147, Oct. 2004

- [14] Franke, W.-T., Mohr, M., Fuchs, F. W.: *Betriebsverhalten des Z-Source-Wechselrichters*, Maritimes Symposium, Rostock, Konferenzband, 2007
- [15] Rostami, H., Khaburi, D. A.: *Voltage Gain Comparison of Different Control Methods of the Z-Source inverter*, International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Vol. 1, pp 268-272, 2009
- [16] Peng, Tolbert, *Constant Boost Control of the Z-Source Inverter to minimize current ripple and voltage stress*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, Issue 3, pp 770-778, 2006
- [17] Riefenstahl, U.: *Elektrische Antriebssysteme: Grundlagen Komponenten, Regelverfahren, Bewegungssteuerung*, 2. Aufl. Wiesbaden, Teubner Verlag, 2006
- [18] Liese, M.: *Stellmotoren*, maschinenschriftlich, 2007
- [19] Schröder, D.: *Elektrische Antriebe 2 - Regelung von Antrieben*, 1. Aufl. Berlin Heidelberg, Springer-Verlag, 1995
- [20] Schönfeld, R., Hofmann, W.: *Elektrische Antriebe und Bewegungssteuerung - Von der Aufgabenstellung zur praktischen Realisierung*, Berlin und Offenbach, VDE VERLAG GMBH, 2005
- [21] Shaffer, R.: *Fundamentals of Power Electronics with Matlab*, 1st ed. Boston, Charles River Media, 2007
- [22] Rajakaruna, S., Jayawickrama, Y. R. L.: *Designing Impedance Network of Z-Source Inverters*, The 7th International Power Engineering Conference, Singapore, Vol. 2, pp 962-967, 2005
- [23] SEMIKRON INTERNATIONAL GmbH: *Applikationshandbuch*, <http://www.semikron.com>
- [24] SEMIKRON INTERNATIONAL GmbH: *Datenblatt für IGBT-Modul SKiM459GD12E4*, <http://www.semikron.com>
- [25] Lutz, J.: *Halbleiter-Leistungsbaulemente: Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit*, Berlin Heidelberg, Springer-Verlag, 2006
- [26] Held, M., Jacob, P., Nicoletti, G., Scacco, P., Poech, M.-H.: *Fast Power Cycling Test for IGBT Modules in Traction Application*, International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 1, pp 425-430, 1997
- [27] Plexim GmbH: *PLECS User Manual - Version 2.0*, <http://www.plexim.com>

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Prinzipieller Schaltungsaufbau eines elektrischen Antriebs . . . . .	3
2.2	Schaltung eines WHs . . . . .	5
2.3	Hochsetzsteller mit Zwischenkreis und Last . . . . .	5
2.4	Regelkreise des Hochsetzstellers . . . . .	7
2.5	Aufbau des Wechselrichters . . . . .	7
2.6	Raumzeiger . . . . .	8
2.7	Übersicht und Detail zur Vektorzerlegung . . . . .	9
2.8	Schaltzeitpunkte des IGBTs des Wechselrichters . . . . .	12
2.9	Blockschaltbild mit Impedanz-Zwischenkreis-Wechselrichter . . . . .	12
2.10	Ersatzschaltungen des ZSWs . . . . .	13
2.11	Steuerverfahren des ZSWs . . . . .	16
2.12	Vergleich der Steuerverfahren des ZSWs . . . . .	18
2.13	Geometrischer Aufbau der Synchronmaschine . . . . .	19
2.14	Zeigerdiagramm der Synchronmaschine . . . . .	21
2.15	Signalflussplan der Synchronmaschine . . . . .	22
2.16	Reglerstruktur der Synchronmaschine . . . . .	23
2.17	Regelkreis des Motorstroms . . . . .	24
2.18	Regelkreis der Motordrehzahl . . . . .	24
3.1	Zwischenkreisspannung bei maximaler Last . . . . .	27
3.2	Dimensionierung der Bauelemente der Z-Source . . . . .	30
4.1	Zeitliche Darstellung des Umschaltvorgangs bei einem IGBT . . . . .	32
4.2	Vergleich der Gesamtverluste und des Wirkungsgrads . . . . .	35
4.3	Vergleich der Verluste des WHs für verschiedenen Drehmomente . . . . .	36
4.4	Vergleich der Verluste des ZSWs für verschiedenen Drehmomente . . . . .	37
4.5	Vergleich der Verluste im Hochsetzsteller bzw. Z-Source . . . . .	38

---

4.6	Vergleich der Verluste im Wechselrichter . . . . .	38
4.7	Verluste des WHs im Bemessungspunkt . . . . .	40
4.8	Verluste des ZSWs im Bemessungspunkt . . . . .	40
4.9	Verluste des WHs bei maximaler Last . . . . .	42
4.10	Verluste des ZSWs bei maximaler Last . . . . .	43
5.1	Thermisches Netzwerk der Halbleiter-Bauelemente . . . . .	46
5.2	Sperrschichttemperaturen am Hochsetzsteller bzw. an der Z-Source . .	47
5.3	Sperrschichttemperaturen an den Wechselrichtern . . . . .	48
5.4	Strom und Sperrschichttemperatur an IGBT <sub>1</sub> des Wechselrichters . . .	49
5.5	Schwankung der Sperrschichttemperaturen . . . . .	52
A.1	Verlustkennlinien des IGBT-Moduls SKiM459GD12E4 . . . . .	64
D.1	Vergleich der Verluste im Hochsetzsteller bzw. in der Z-Source . . . . .	69
D.2	Verluste des Hochsetzstellers für verschiedene Momente . . . . .	69
D.3	Verluste der Z-Source für verschiedene Momente . . . . .	70
D.4	Vergleich der Verluste des Wechselrichters für WH und ZSW . . . . .	71
D.5	Verluste des Wechselrichters des WHs für verschiedene Momente . . . .	71
D.6	Verluste des Wechselrichters des ZSWs für verschiedene Momente . . .	71

# Tabellenverzeichnis

2.1	Schaltzustände des Wechselrichters . . . . .	8
3.1	Arbeitspunkte für Auslegung der HOWs . . . . .	26
3.2	Parameter der Batterie und des Synchronmotors . . . . .	26
4.1	Verlustberechnung in Halbleiter-Bauelementen . . . . .	33
5.1	Vergleich der Bauelementezuverlässigkeit . . . . .	52
6.1	Benötigte Bauelemente für die HOWs . . . . .	55
A.1	Parameter der Simulation . . . . .	62
A.2	Regler-Parameter . . . . .	63
A.3	Temperaturkoeffizienten des IGBT-Moduls SEMiX 904GB126HDs . . .	64
D.1	Verluste und Temperaturen bei $m_M = 50 \text{ Nm}$ . . . . .	72
D.2	Verluste und Temperaturen bei $m_M = 100 \text{ Nm}$ . . . . .	73
D.3	Verluste und Temperaturen bei $m_M = 150 \text{ Nm}$ . . . . .	74

# Anhang A

## Simulationsparameter

Die Parameter, die bei der Simulation der elektrischen Schaltung verwendet werden sind in Tabelle A.1 angegeben.

Batterie	Batteriespannung	$U_{Bat}$	400 V
		$R_{Bat,i}$	25 m $\Omega$
Synchronmotor	Ständerinduktivität	$L = L_d = L_q$	0,1 mH
	Ständerwiderstand	$R_S$	4 m $\Omega$
	Polpaarzahl	$z_P$	6
	Flußverkettung	$\Psi_M$	0,064 Vs
	Trägheitsmoment	$J_M$	60 · 10 <sup>-3</sup> kg m <sup>2</sup>
Hochsetzsteller	IGBT-Modul	SKiM459GD12E4	
	Schaltfrequenz	$f_{Scahlt,HSS}$	10 kHz
	Drossel	$L_{HSS}$	250 $\mu$ H
	ESR	$R_{L,HSS}$	1 m $\Omega$
	Kapazität	$C_{HSS}$	2,5 mF
	ESR	$R_{C,HSS}$	3 m $\Omega$
Z-Source	IGBT-Modul	SKiM459GD12E4	
	Schaltfrequenz	$f_{Scahlt,ZS}$	10 kHz
	Drossel	$L_{HSS}$	150 $\mu$ H
	ESR	$R_{L,HSS}$	1 m $\Omega$
	Kapazität	$C_{ZS}$	0,25 mF
	ESR	$R_{C,HSS}$	3 m $\Omega$

Tabelle A.1: Parameter der Simulation



Für die Simulation wird ein Proportional-Regler (P-Regler) und mehrere Proportional- und Integral-Regler (PI-Regler) verwendet. Die Übertragungsfunktion der Regler kann wie folgt angegeben werden:

$$G_P(s) = K \quad (\text{A.1})$$

$$G_{PI}(s) = K + \frac{1}{s T_N} \quad (\text{A.2})$$

Die Parameter, die bei der Simulation für die elektrischen Schaltung verwendet werden, sind in Tabelle A.1 angegeben.

		P-Anteil [1]	I-Anteil
Hochsetzsteller	Stromregler	0,1	—
	Spannungsregler	3,75	2,4 ms
Synchronmotor	Stromregler	1	25 ms
	Drehzahlregler	521	0,77 $\mu$ s

Tabelle A.2: Regler-Parameter

## IGBT-Module SKiM459GD12E4

Die Parameter, die für Berechnung der Verluste und Temperaturverläufe der Halbleiter-Bauelemente benötigt werden, sind nachfolgend aufgeführt.

Die Ein- und Ausschaltverluste wurden bei einer Referenzspannung von  $U_{CE,ref} = 600 \text{ V}$  aufgenommen. Um die tatsächlichen Schaltverluste zu erhalten, muss die Einschaltenergie auf die tatsächlich anliegende Spannung bezogen werden

$$E_{on} = E_{on,ref} \frac{U_{CE}}{U_{CE,ref}}$$

$$E_{off} = E_{off,ref} \frac{U_{CE}}{U_{CE,ref}}$$

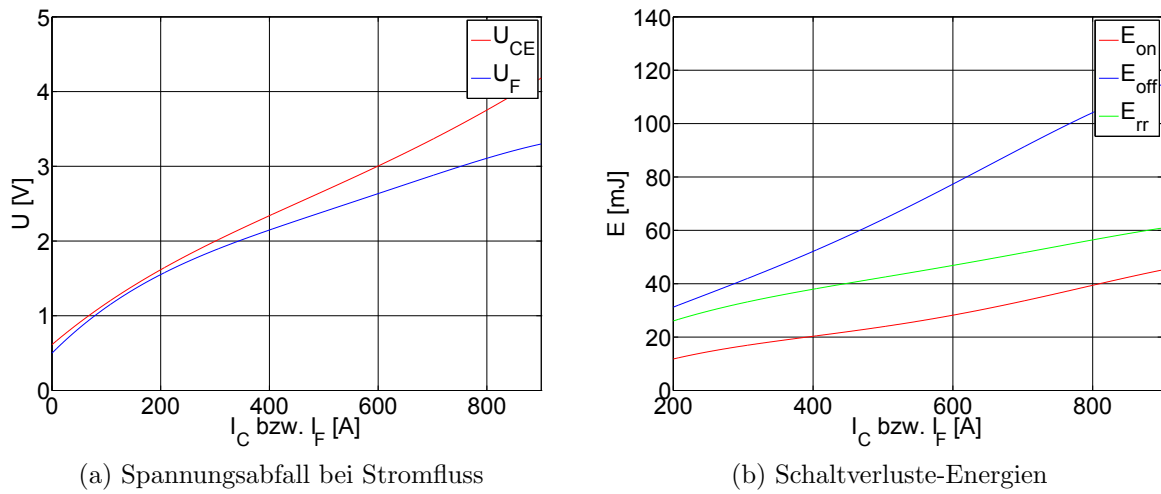


Abbildung A.1: Verlustkennlinien des IGBT-Moduls SKiM459GD12E4

Die genäherten Durchlassverlustkennlinien lauten:

$$U_{CE} \approx 3,7 \cdot 10^{-3} \Omega I_C + 0,77 \text{ V}$$

$$U_F \approx 2,9 \cdot 10^{-3} \Omega I_C + 0,83 \text{ V}$$

Die Temperaturkoeffizienten lauten:

	IGBT		Diode	
	$R_{th-i} \left[ \frac{K}{W} \right]$	$\tau_i [s]$	$R_{th-i} \left[ \frac{K}{W} \right]$	$\tau_i [s]$
1	0,04	0,25	0,07	0,3
2	0,034	0,05	0,05	0,05
3	0,016	0,006	0,03	0,004
gesamt	0,09		0,15	

Tabelle A.3: Temperaturkoeffizienten des IGBT-Moduls SEMiX 904GB126HDs

# Anhang B

## Raumzeigermodulation

### B.1 Tastverhältnis der Phasen UVW

Die Berechnung der Tastverhältnisse unterscheidet sich in jedem Sektor. Im Folgenden sind die Berechnungsgleichungen für die drei Phasen des Wechselrichters angegeben.

$$\begin{aligned} \text{Sektor 1: } D_U &= \frac{1}{2} (1 + T_r + T_l) & D_V &= \frac{1}{2} (1 - T_r + T_l) & D_W &= \frac{1}{2} (1 - T_r - T_l) \\ \text{Sektor 2: } D_U &= \frac{1}{2} (1 + T_r - T_l) & D_V &= \frac{1}{2} (1 + T_r + T_l) & D_W &= \frac{1}{2} (1 - T_r - T_l) \\ \text{Sektor 3: } D_U &= \frac{1}{2} (1 - T_r - T_l) & D_V &= \frac{1}{2} (1 + T_r + T_l) & D_W &= \frac{1}{2} (1 - T_r + T_l) \\ \text{Sektor 4: } D_U &= \frac{1}{2} (1 - T_r - T_l) & D_V &= \frac{1}{2} (1 + T_r - T_l) & D_W &= \frac{1}{2} (1 + T_r + T_l) \\ \text{Sektor 5: } D_U &= \frac{1}{2} (1 - T_r + T_l) & D_V &= \frac{1}{2} (1 - T_r - T_l) & D_W &= \frac{1}{2} (1 + T_r + T_l) \\ \text{Sektor 6: } D_U &= \frac{1}{2} (1 + T_r + T_l) & D_V &= \frac{1}{2} (1 - T_r - T_l) & D_W &= \frac{1}{2} (1 + T_r - T_l) \end{aligned}$$

### B.2 Quellcode der Vektorzerlegung und Berechnung der Tastverhältnisse

Der Quellcode der Vektorzerlegung und Berechnung der Tastverhältnisse unterscheidet sich nicht für den WH und den ZSW. Der Unterschied liegt in der Modulation der Tastverhältnisse. Diese ist in dieser Arbeit nicht als Code, sondern als Blockstruktur realisiert. Im Folgenden ist der Quellcode der Vektorzerlegung und Berechnung der Tastverhältnisse angegeben.

```
function [D_U, D_V, D_W] = RZM(u_Sd, u_Sq, U_Z, delta)
```

```
% Raumzeigermodulation
```

```
% M - Amplitudenverhältnis
```

```
% sektor - Gibt den RZ-Sektor an, in dem sich der Läufer im Augenblick befindet
```

```
% gamma - Winkel des Spannungszeigers im a-b-KOS (gamma=delta+zeta)
```

```
% delta - Winkel zwischen a-b-KOS und d-q-KOS
```

```

% eps - epsilon ist der Winkel im Sektor
% zeta - Winkel des Spannungszeigers im d-q-KOS

% Länge des Spannungszeigers
u_S = sqrt(u_Sd^2+u_Sq^2);
% Berechnen des Modulationsindex
M = u_S/(U_Z/2);

% Bestimmen des Winkels zeta
% in Abhängigkeit des Quadranten

% 1. Quadrant
if (u_Sd == 0 && u_Sq == 0)
    zeta = 0;
elseif (u_Sd >= 0 && u_Sq >= 0)
    zeta = atan(u_Sq/u_Sd);
% 2. Quadrant
elseif (u_Sd < 0 && u_Sq >= 0)
    zeta = atan(u_Sq/u_Sd) + pi;
% 3. Quadrant
elseif (u_Sd < 0 && u_Sq < 0)
    zeta = atan(u_Sq/u_Sd) + pi;
% 4. Quadrant
elseif (u_Sd > 0 && u_Sq < 0)
    zeta = atan(u_Sq/u_Sd) + 2*pi;
end

% Winkel des Spgszeigers im ab-KOS
gamma = delta + zeta;
gamma = mod(gamma,2*pi);

% Winkel bestimmen  $0 < \gamma < 2 \cdot \pi$ 
% Sektor des Spgzeigers bestimmen,
% der Winkel wird auf  $2 \pi$  normiert
% und mit den 6 Sektoren multipliziert
sektor = floor(gamma/(2*pi)*6)+1;

% Winkel im Sektor bestimmen
eps = mod(gamma, 1/3*pi);

% Berechnung der Schaltzeit von U_r und
U_l

% T_l und T_r sind dabei auf T_Schalt nor-
miert
T_r = sqrt(3)/2*M*sin(pi/3-eps);
T_l = sqrt(3)/2*M*sin(eps);

switch sektor
case 1
    D_U = 1/2*(1 + T_r + T_l);
    D_V = 1/2*(1 - T_r + T_l);
    D_W = 1/2*(1 - T_r - T_l);
case 2
    D_U = 1/2*(1 + T_r - T_l);
    D_V = 1/2*(1 + T_r + T_l);
    D_W = 1/2*(1 - T_r - T_l);
case 3
    D_U = 1/2*(1 - T_r - T_l);
    D_V = 1/2*(1 + T_r + T_l);
    D_W = 1/2*(1 - T_r + T_l);
case 4
    D_U = 1/2*(1 - T_r - T_l);
    D_V = 1/2*(1 + T_r - T_l);
    D_W = 1/2*(1 + T_r + T_l);
case 5
    D_U = 1/2*(1 - T_r + T_l);
    D_V = 1/2*(1 - T_r - T_l);
    D_W = 1/2*(1 + T_r + T_l);
case 6
    D_U = 1/2*(1 + T_r + T_l);
    D_V = 1/2*(1 - T_r - T_l);
    D_W = 1/2*(1 + T_r - T_l);
end
end

```

# Anhang C

## Dimensionierung der passiven Komponenten

Die Dimensionierung der passiven Komponenten ist im Hauptteil erläutert. An dieser Stelle werden die Parameter, die zu ihrer Berechnung benötigt werden, aufgeführt.

### C.1 Dimensionierung der HSS

$$L_{HSS} = \frac{1}{2} \frac{U_{Bat} d_{HSS} (1 - d_{HSS})^2 R_{Last}}{U_{Bat} - (1 - d_{HSS}) (\bar{i}_L - \frac{1}{2} \Delta i_L)} \frac{1}{R_{Last} f_{Schalt,HSS}}$$
$$C_Z = \frac{1}{R_{Last} \frac{\Delta U_Z}{\bar{U}_Z}} \frac{1}{f_{Schalt,HSS}}$$

Die Dimensionierung des Hochsetzstellers erfolgt bei maximaler Belastung. Die Parameter für die Berechnung lauten:

- Batteriespannung  $U_{Bat} = 400 \text{ V}$ ;
- Tastverhältnis des Hochsetzstellers  $d_{HSS} = \frac{1}{2}$ ;
- äquivalenter Lastwiderstand:  $R_{Last} = \frac{U_Z^2}{P_{Last}} = \frac{780^2}{160 \cdot 10^3} \Omega = 3,8 \Omega$ ;
- mittlerer Strom durch die Drossel:  $\bar{i}_L = \frac{P_{Last}}{U_{Bat}} = \frac{160 \cdot 10^3}{400} \text{ A} = 400 \text{ A}$ ,  
Stromschwankung in der Drossel  $\Delta i_L = 60 \text{ A}$
- Welligkeit der Kondensatorspannung  $\frac{\Delta U_Z}{\bar{U}_Z} = 0,01$

## C.2 Dimensionierung der Z-Source

$$\begin{aligned} L_{ZS} &= \frac{\bar{U}_C d_{ST}}{2 \Delta I_L} \frac{1}{f_{Schalt,ZSW}} \\ C_{ZS} &= \frac{i_L d_{ST}}{2 \Delta U_C} \frac{1}{f_{Schalt,ZSW}} \end{aligned}$$

- mittlere Spannung der Kondensatoren  $\bar{U}_C = 650 \text{ V}$ ,
- Tastverhältnis des Kurzschluss-Zustandes  $d_{ST} = 0,28$ ,
- Stromschwankung in der Drossel  $\Delta I_L = 60 \text{ A}$
- Welligkeit der Kondensatorspannung  $\frac{\Delta U_C}{U_C} = 0,01$ , daraus folgt  $\Delta U_C = 7 \text{ V}$

# Anhang D

## Simulationsergebnisse

An dieser Stelle werden weitere Ergebnisse der Simulation dargestellt, die im Hauptteil nicht aufgeführt wurden..

### D.1 Verluste im Hochsetzsteller und in der Z-Source

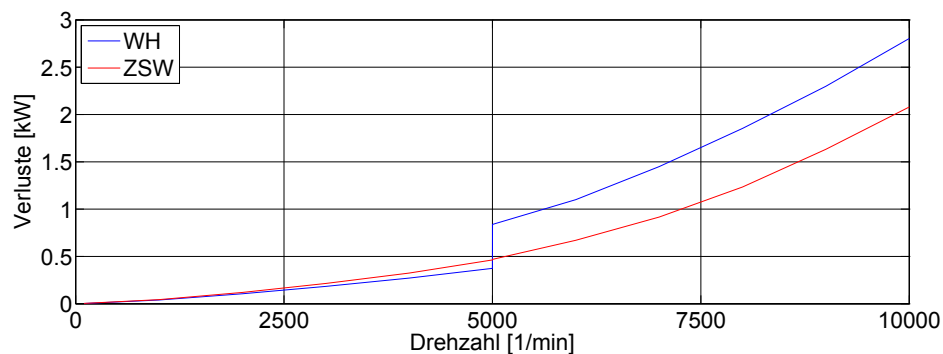


Abbildung D.1: Vergleich der Verluste im Hochsetzsteller bzw. in der Z-Source

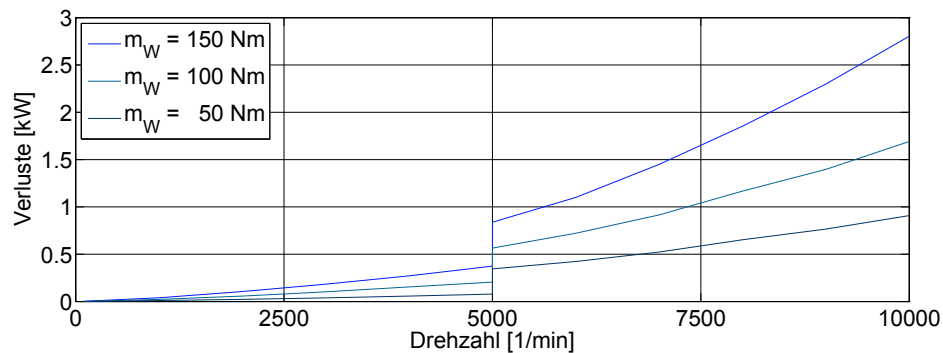


Abbildung D.2: Verluste des Hochsetzstellers für verschiedene Momente

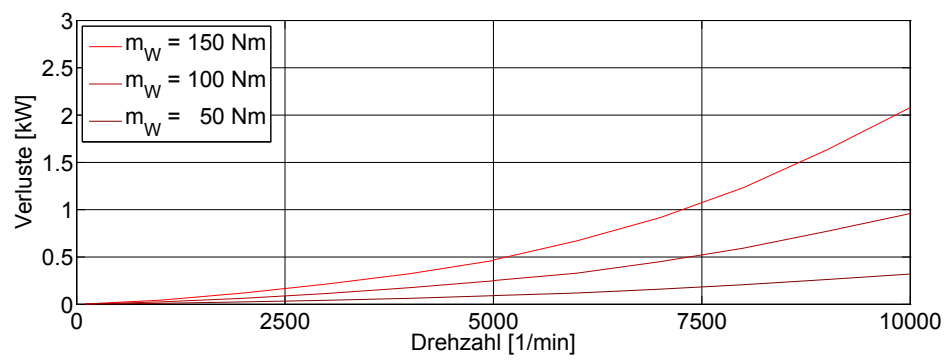


Abbildung D.3: Verluste der Z-Source für verschiedene Momente



## D.2 Verluste im Wechselrichter

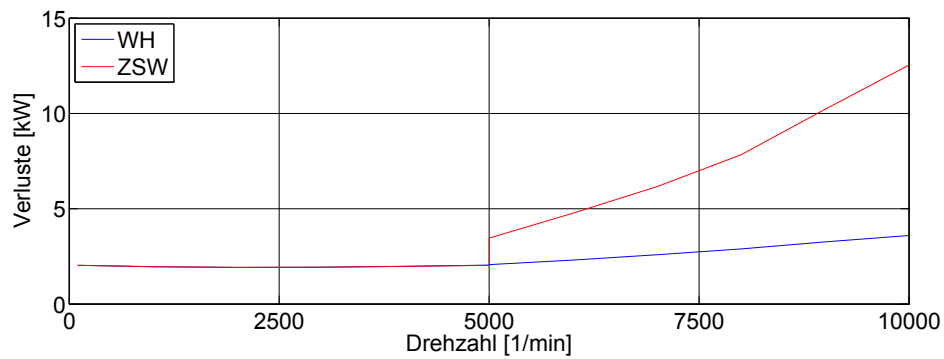


Abbildung D.4: Vergleich der Verluste des Wechselrichters für WH und ZSW

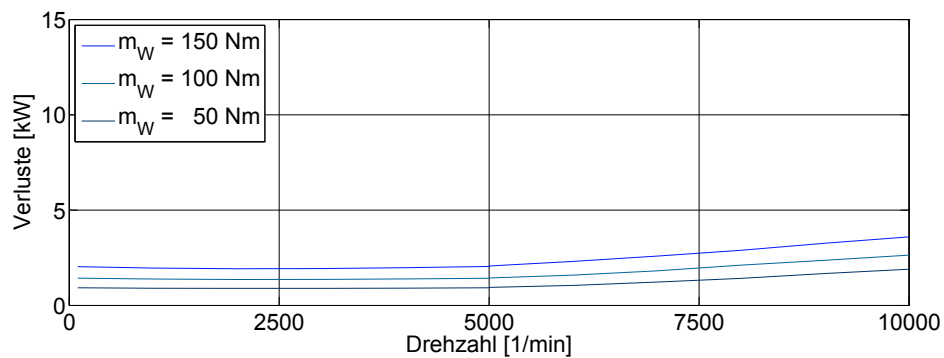


Abbildung D.5: Verluste des Wechselrichters des WHs für verschiedene Momente

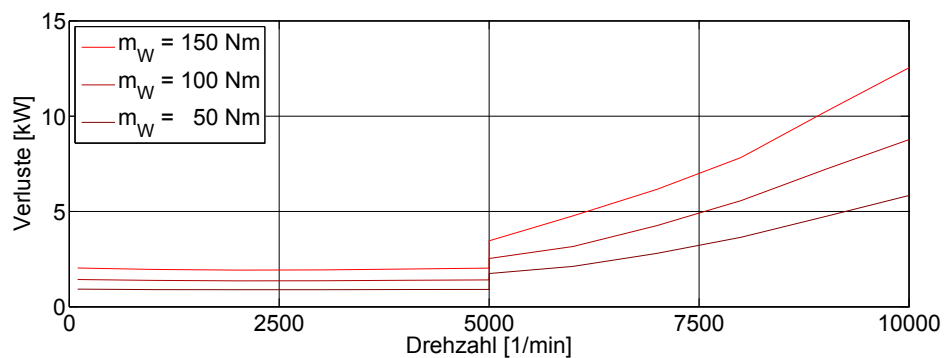


Abbildung D.6: Verluste des Wechselrichters des ZSWs für verschiedene Momente

### D.3 Zahlenwerte

Im Folgenden sind die Zahlenwerte der Verluste und der Temperaturen für einige ausgewählte Betriebspunkte dargestellt.

		$\frac{1}{1000 \text{ min}}$	$\frac{1}{3000 \text{ min}}$	$\frac{1}{5000 \text{ min}}$	$\frac{1}{6000 \text{ min}}$	$\frac{1}{8000 \text{ min}}$	$\frac{1}{10000 \text{ min}}$
<b>Leistungsbilanz - WH</b>							
Verluste Hochsetzsteller	[W]	10	40	83	433	677	950
Verluste Wechselrichter	[W]	901	895	928	1052	1422	1670
Gesamtverluste	[W]	911	934	1006	1475	2074	2578
Wirkleistung	[kW]	5,2	15,7	26,2	31,4	41,9	52,4
Wirkungsgrad	[1]	0,85	0,94	0,96	0,96	0,95	0,95
<b>Temperatur - WH</b>							
Hochsetzsteller	IGBT	60	60	60	78	93	108
	Diode	61	66	71	92	100	109
Wechselrichter	IGBT	68	69	70	71	75	78
	Diode	69	67	67	68	70	72
<b>Leistungsbilanz - ZSW</b>							
Z-Source	[W]	10	42	105	139	258	420
Wechselrichter	[W]	901	895	909	2121	3648	5839
Gesamtverluste	[W]	911	936	101	2241	3856	6159
Wirkleistung	[kW]	5,2	15,7	26,2	31,4	41,9	52,4
Wirkungsgrad	[1]	0,85	0,94	0,96	0,93	0,92	0,89
<b>Temperatur - ZSW</b>							
Z-Source	IGBT	60	60	60	60	60	60
	Diode	61	66	72	75	84	93
Wechselrichter	IGBT	68	69	69	87	108	140
	Diode	69	67	67	68	71	73

Tabelle D.1: Verluste und Temperaturen bei  $m_M = 50 \text{ Nm}$

		$\frac{1}{1000 \text{ min}}$	$\frac{1}{3000 \text{ min}}$	$\frac{1}{5000 \text{ min}}$	$\frac{1}{6000 \text{ min}}$	$\frac{1}{8000 \text{ min}}$	$\frac{1}{10000 \text{ min}}$
<b>Leistungsbilanz - WH</b>							
Verluste Hochsetzsteller	[W]	24	108	223	761	1262	1850
Verluste Wechselrichter	[W]	1385	1365	1428	1590	2113	2640
Gesamtverluste	[W]	1408	1467	1634	2312	3280	4331
Wirkleistung	[kW]	10,4	31,4	52,4	62,8	83,8	104,7
Wirkungsgrad	[1]	0,88	0,96	0,97	0,96	0,96	0,96
<b>Temperatur - WH</b>		[°C]					
Hochsetzsteller	IGBT	60	60	60	88	114	145
	Diode	63	74	88	116	131	149
Wechselrichter	IGBT	73	74	75	77	84	85
	Diode	74	71	70	71	73	84
<b>Leistungsbilanz - ZSW</b>							
Z-Source	[W]	25	114	303	408	793	1336
Wechselrichter	[W]	1385	1365	1412	3162	5570	8772
Gesamtverluste	[W]	1409	1473	1660	3491	6164	9731
Wirkleistung	[kW]	10,4	31,4	52,5	62,8	83,8	104,7
Wirkungsgrad	[1]	0,88	0,96	0,97	0,95	0,93	0,91
<b>Temperatur - ZSW</b>		[°C]					
Z-Source	IGBT	60	60	60	60	60	60
	Diode	63	74	89	98	119	147
Wechselrichter	IGBT	73	74	75	101	133	179
	Diode	74	71	70	71	77	82

Tabelle D.2: Verluste und Temperaturen bei  $m_M = 100 \text{ Nm}$

		$\frac{1}{1000} \frac{1}{min}$	$\frac{1}{3000} \frac{1}{min}$	$\frac{1}{5000} \frac{1}{min}$	$\frac{1}{6000} \frac{1}{min}$	$\frac{1}{8000} \frac{1}{min}$	$\frac{1}{10000} \frac{1}{min}$
<b>Leistungsbilanz - WH</b>							
Verluste Hochsetzsteller	[W]	41	199	415	1194	2976	3174
Verluste Wechselrichter	[W]	1962	1934	2043	2312	2896	3905
Gesamtverluste	[W]	2002	2118	2417	3412	4749	6708
Wirkleistung	[kW]	16,0	48,1	80,1	96,1	128,2	160,2
Wirkungsgrad	[1]	0,89	0,96	0,97	0,97	0,96	0,96
<b>Temperatur - WH</b>							
Hochsetzsteller	IGBT	60	60	60	100	142	196
	Diode	66	85	110	144	167	199
Wechselrichter	IGBT	78	80	83	86	93	100
	Diode	79	74	73	74	78	91
<b>Leistungsbilanz - ZSI</b>							
Z-Source	[W]	43	214	583	881	1706	2979
Wechselrichter	[W]	1962	1934	2029	4772	7830	12541
Gesamtverluste	[W]	2004	2133	2492	5442	9064	14620
Wirkleistung	[kW]	16,0	48,1	80,1	96,1	128,2	160,2
Wirkungsgrad	[1]	0,89	0,96	0,97	0,95	0,93	0,92
<b>Temperatur - ZSI</b>							
Z-Source	IGBT	60	60	60	60	60	60
	Diode	66	85	111	129	174	236
Wechselrichter	IGBT	78	80	83	122	164	231
	Diode	79	74	73	76	82	89

Tabelle D.3: Verluste und Temperaturen bei  $m_M = 150 \text{ Nm}$